

С. М. Ф Л Е Й Ш Е Р

НОВОЕ В ЛАМПОВЫХ РАДИОВЕЩАТЕЛЬНЫХ ПРИЕМНИКАХ

ИЗДАТЕЛЬСТВО «ЭНЕРГИЯ»



МАССОВАЯ РАДИОБИБЛИОТЕКА

Выпуск 619

С. М. ФЛЕЙШЕР

НОВОЕ В ЛАМПОВЫХ РАДИОВЕЩАТЕЛЬНЫХ ПРИЕМНИКАХ

ИЗДАНИЕ ВТОРОЕ, ПЕРЕРАБОТАННОЕ



ИЗДАТЕЛЬСТВО «ЭНЕРГИЯ»
МОСКВА 1967 ЛЕНИНГРАД



Scan AAW

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:

Берг А. И., Бурдейный Ф. И., Бурлянд В. А., Ванеев В. И.,
Геништа Е. А., Жеребцов И. П., Канаева А. М., Корольков В. Г.,
Кренкель Э. Т., Куликовский А. А., Смирнов А. Д., Тарасов Ф. И.,
Шамшур В. И.

УДК 621.396,62
Ф71

Содержит обзор новинок в схемах и конструкциях современных ламповых радиовещательных приемников, составленный по материалам зарубежных периодических изданий, а также отечественной радиотехнической литературы.

Книга предназначена для радиолюбителей-конструкторов. Она может быть полезна также инженерам, техникам и студентам радиотехнических специальностей.

Флейшер Соломон Мейерович

Новое в ламповых радиовещательных приемниках
(изд. второе), М.—Л., изд-во «Энергия», 1937
120 стр. с илл. (Массовая радиобиблиотека. Вып. 619).

369-66

3-4-5

Редактор А. И. Кузьмин

Техн. редактор Т. Г. Усачева

Обложка художника А. М. Кувшинникова

Слано в набор 28/V 1966 г.

Подписано к печати 29/IX 1966 г.

Т-01162

Бумага типографская № 2 84×108¹/₃₂

Печ. л. 6,3

Уч.-изд. л. 8,64

Тираж 75 000 экз.

Цена 35 коп.

Заказ 866

Владимирская типография Главолиграфпрома
Комитета по печати при Совете Министров СССР,
Гор. Владимир, ул. Победы, д. 18-б

ОГЛАВЛЕНИЕ

От редакции	4
Глава первая. Тракт высокой частоты УКВ диапазона	5
1. Основные требования к тракту УКВ ЧМ	5
2. Входные цепи	6
3. Усилители высокой частоты	8
4. Преобразователи частоты	12
5. Паразитное излучение и системы настройки УКВ блока	18
Глава вторая. Тракт высокой частоты диапазонов ДВ, СВ и КВ	23
6. Ферритовая антенна и схемы входных цепей	23
7. Некоторые особенности построения высокочастотного тракта	27
Глава третья. Усилители промежуточной частоты и детекторы	31
8. Общие вопросы построения УПЧ	31
9. Типы фильтров	35
10. Детекторы ЧМ сигналов	39
11. Схемы ограничения и подавления шумов на УКВ диапазоне	46
Глава четвертая. Усилители низкой частоты и системы псевдостереофонического звучания	51
12. Ультралинейная схема	52
13. Бестрансформаторная схема оконечного каскада	55
14. Схемы с разделением полосы частот	59
15. Диапазон воспроизводимых частот	64
16. Регулировка динамического диапазона	65
17. Системы объемного и псевдостереофонического звучания	69
Глава пятая. Стереофонические системы	76
18. Принципы стереофонии	76
19. Акустические системы стереофонии	78
20. Стереофонические усилители низкой частоты	82
21. Стереофоническое радиовещание	86
22. Прием стереофонических радиопередач	90
Глава шестая. Эксплуатационные удобства	94
23. Системы автоматической подстройки частоты	94
24. Системы автоматической настройки радиоприемника	104
25. Дистанционное управление радиоприемником	110
26. Регулировка тембра и характера звучания	117
Приложение. Таблица возможной замены некоторых зарубежных радиоламп отечественными	120

ОТ РЕДАКЦИИ

Книга С. М. Флейшера «Новое в ламповых радиовещательных приемниках», выпущенная в 1961 г., вызвала большой интерес у читателей Массовой радиобиблиотеки. Наряду с одобрением этой книги наши читатели в своих письмах отмечали недостаточный ее тираж и высказывали пожелания о ее переиздании. Учитывая это, редколлегия Массовой радиобиблиотеки приняла решение о выпуске настоящего, второго издания книги.

Это второе издание, как и первое, содержит систематический обзор новинок в ламповых радиовещательных приемниках, причем основное внимание в книге уделяется модернизации схем отдельных узлов приемника. Так как за последние годы не появилось принципиально новых схемных решений, во втором издании книги был использован в основном материал первого издания. Этот материал, однако, был несколько обновлен и дополнен. Вместе с тем часть материала первого издания, не представляющего теперь новизны для наших читателей, была исключена.

Редакция Массовой радиобиблиотеки

Глава первая

ТРАКТ ВЫСОКОЙ ЧАСТОТЫ УКВ ДИАПАЗОНА

1. ОСНОВНЫЕ ТРЕБОВАНИЯ К ТРАКТУ УКВ ЧМ

Преимущества вещания на УКВ диапазоне с частотной модуляцией хорошо известны. К их числу относятся прежде всего значительное расширение полосы передаваемых звуковых частот и динамического диапазона, а также более низкий уровень промышленных и атмосферных помех и большая помехоустойчивость систем радиосвязи с частотной модуляцией. Недостатки УКВ вещания состоят в ограниченной дальности приема и некотором усложнении приемных и передающих устройств.

В связи с ограниченной дальностью приема особое значение на УКВ диапазоне приобретает чувствительность приемника. В современных приемниках чувствительность составляет обычно 1—2 *мкв*, но в некоторых моделях она ухудшается до десятков микровольт.

Важное требование к УКВ тракту приемника, обусловленное одновременным развитием УКВ ЧМ и телевизионного вещания, заключается в максимальном снижении паразитного излучения колебаний гетеродина. В СССР для УКВ вещания выделен диапазон частот 65,8—73 *Мгц*, в западноевропейских странах 87,5—100 *Мгц*. Как правило, частоту гетеродина приемника выбирают выше частоты сигнала на величину промежуточной частоты (6,5 или 8,4 *Мгц* в СССР), вследствие чего диапазон частот гетеродина УКВ приемника попадает в третий канал телевидения (76—84 *Мгц*). Гармоники гетеродина могут оказаться в диапазоне частот других телевизионных каналов. При недостаточно отработанных схеме и конструкции высокочастотной части блока УКВ на гнездах для включения антенны появляются значительные напряжения частоты гетеродина и ее гармоник, которые излучаются и создают сильные помехи близко расположенным телевизорам в виде сетки на экране. Паразитное излучение колебаний гетеродина может происходить также непосредственно с шасси или отдельных элементов схемы вследствие соизмеримости их габаритов с длиной волны.

С увеличением числа УКВ станций возрастают требования к избирательности по соседнему каналу (при расстройке ± 250 *кГц*). В настоящее время она колеблется от 26 *дБ* в приемниках низшего класса до 60 *дБ* в приемниках высшего класса. Избирательность по зеркальному каналу достигает 26 *дБ* и больше.

Для реализации высококачественного радиовещания в УКВ диапазоне необходимо также обеспечить достаточное постоянство частоты гетеродина, определяющее точность настройки на принимаемую станцию, малый уровень частотных и нелинейных искажений в низкочастотной части приемника.

Перечисленные требования к УКВ тракту радиоприемника определяют ряд схемных и конструктивных его особенностей. Это относится, в частности, к высокочастотной части тракта, которая оформляется в виде отдельного конструктивного узла — УКВ блока, что обусловлено прежде всего стремлением свести к минимуму паразитное излучение напряжения гетеродина.

УКВ блок, как правило, полностью экранированный, включает в себя входные цепи, усилитель высокой частоты (УВЧ) и преобразователь частоты УКВ тракта. От антенны принимаемый сигнал поступает по кабелю на входной контур. Затем сигнал усиливается одним из триодов лампы 6НЗП. С анодной нагрузки этого триода напряжение сигнала поступает на односеточный преобразователь частоты, выполняемый на втором триоде лампы 6НЗП. Эта схема совмещает в себе функции гетеродина и смесителя и называется гетеродинным преобразователем частоты. В анодную цепь лампы гетеродинного преобразователя частоты включают полосовой фильтр промежуточной частоты, настроенный на частоту 8,4 Мгц (или 6,5 Мгц).

2. ВХОДНЫЕ ЦЕПИ

Чаще всего в качестве приемной антенны применяют встроенный в ящик приемника петлевой вибратор с волновым сопротивлением 300 ом или диполь с волновым сопротивлением 75 ом. Их выполняют из симметричного ленточного кабеля КАТВ или из медной фольги, приклеенной к внутренней поверхности задней стенки. Ширина полосы пропускания антенны зависит от диаметра провода антенны. Прием на суррогатную несимметричную антенну осуществляется путем включения ее в одно из гнезд УКВ блока.

Со входом приемника антенна может соединяться таким же ленточным кабелем (КАТВ). При выборе соединительного фидера необходимо заботиться о согласовании его волнового сопротивления с входным сопротивлением антенны и приемника. Желательно также выбрать фидер с достаточно малым затуханием.

При большой удаленности от передающей станции применяют наружные антенны.

Назначение входных цепей УКВ тракта сводится к получению достаточной избирательности по зеркальному каналу, максимального коэффициента передачи по напряжению при допустимой неравномерности в пределах рабочего диапазона частот и достаточном отношении сигнал/шум и максимального уменьшения паразитного излучения колебаний гетеродина.

Входная цепь может выполняться в виде одиночного колебательного контура с переменной настройкой, а также в виде одиночного колебательного контура или полосового фильтра с фиксированной настройкой. В последних двух случаях контур настраивают на геометрически среднюю частоту принимаемого диапазона.

На рис. 1 приведена схема УКВ блока с одиночным настраиваемым контуром на входе. Входной контур слабо связан с антенной

Ослабление связи антенны с входным контуром, а также электростатический экран между антенной и контурной катушкой способствуют уменьшению влияния разбросов емкостей антенны на настройку контура.

Условия согласования по мощности и шумам, как правило, не совпадают, в связи с чем целесообразно выбрать компромиссное решение. Совпадения этих условий можно добиться в схеме УВЧ с заземленной промежуточной точкой (см. § 3), выбирая ее так, чтобы входное сопротивление лампы $R_{вх}$ было равно соответствующей ей оптимальной величине приведенного сопротивления антенны R_A . Действительно, условие согласования по мощности требует, чтобы R_A , вносимое в контур антенной, было равно $R_{вх}$ каскада УВЧ. В то же время условие согласования по шумам требует, чтобы R_A было равно 800 Ω (для лампы ECC85). Выбрав промежуточную точку так, чтобы $R_{вх} = 800 \Omega$, можно одновременно удовлетворить обоим условиям.

Входные цепи с фиксированной настройкой на среднюю частоту принимаемого диапазона позволяют значительно упростить систему настройки и сопряжения контуров УКВ блока. Однако для получения требуемой ширины полосы пропускания действующая добротность контура должна быть невысокой, что приводит к ухудшению избирательности по зеркальному каналу.

Двухконтурный полосовой фильтр на входе дает более высокую избирательность по зеркальному каналу, чем одиночный контур с фиксированной настройкой, но зато имеет меньший коэффициент передачи. В то же время полосовой фильтр способствует уменьшению паразитного излучения колебаний гетеродина. Связь между его контурами выбирается такой, чтобы получить требуемую полосу пропускания при неравномерности коэффициента передачи по диапазону не больше 3 дБ. Емкости контурных конденсаторов должны быть достаточно большими, чтобы форма резонансной кривой была устойчива.

В схеме на рис. 1 середина антенной катушки заземлена для подавления помех промежуточной частоты (от коротковолновых станций). Для тока промежуточной частоты индуктивное сопротивление половин катушки очень мало и практически представляет собой короткое замыкание. Дополнительное подавление помех промежуточной частоты дает последовательный резонансный контур, состоящий из анодной катушки УВЧ и конденсатора емкостью 1 800 пф.

3. УСИЛИТЕЛИ ВЫСОКОЙ ЧАСТОТЫ

Необходимость в усилителе высокой частоты в УКВ тракте вызывается рядом обстоятельств. Введение УВЧ в диапазонах длинных, средних и коротких волн для повышения реальной чувствительности приемника не всегда оправдано, так как уровень атмосферных и индустриальных помех в этих диапазонах соизмерим с теми слабыми сигналами, которые стремятся усилить. В итоге в большинстве случаев оказывается невозможным практически реализовать полученную высокую чувствительность.

В диапазоне УКВ уровень внешних помех весьма незначителен, благодаря чему имеет смысл добиваться очень высокой реальной чувствительности приемника. Реальная чувствительность приемника определяется минимальным напряжением сигнала на входе, который необходим для получения на выходе определенной колебательной мощности при заданном отношении сигнал/шум (обычно 20 дБ). Поэтому следует, во-первых, получить максимальное усиление принимаемого сигнала, а во-вторых, добиться минимального уровня внутренних шумов приемника.

Внутренние шумы приемника складываются (энергетически) из флуктуационных шумов ламп, контуров, антенны и других элементов схемы. Для повышения отношения сигнал/шум выгодно принимаемый сигнал подавать не непосредственно на преобразовательный каскад (самый значительный источник внутренних шумов), а предварительно усилить в каскаде с меньшими шумами. При достаточном усилении в первом каскаде собственные шумы его и шумы входных цепей и определяют в основном отношение сигнал/шум на выходе приемника. Каскад усиления высокой частоты тракта УКВ, выполняемый, как правило, на триоде, с усилением в 10—15 раз служит для разрешения этой задачи.

Введение УВЧ в УКВ тракт обусловлено также необходимостью уменьшить паразитное излучение гетеродина. Наконец, УВЧ выполняет еще свою обычную функцию повышения избирательности по зеркальному каналу, дает возможность уменьшить усиление по промежуточной частоте и, следовательно, повысить устойчивость работы приемника, а также подавляет помехи по промежуточной частоте.

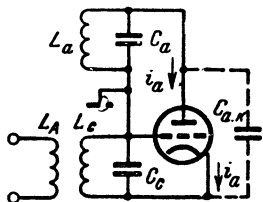


Рис. 2. Схема триодного усилителя ВЧ с заземленной сеткой.

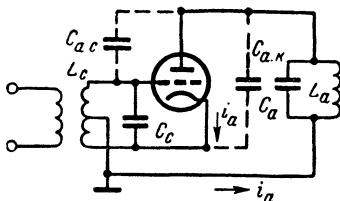


Рис. 3. Схема триодного усилителя ВЧ с заземленной промежуточной точкой.

Каскад УВЧ наиболее целесообразно выполнять на триоде. Преимущества триодов по сравнению с многосеточными лампами на УКВ диапазоне состоят в том, что они имеют сравнительно небольшой уровень собственных шумов и большое входное сопротивление. Входное сопротивление лампы шунтирует сеточный контур и приводит к ухудшению избирательности по зеркальному каналу и снижению коэффициента передачи входной цепи приемника. Последнее обстоятельство особенно важно вследствие того, что оно вызывает уменьшение отношения сигнал/шум, так как шумы лампы значительно больше шумов пассивных элементов входной цепи. С основным недостатком триодного УВЧ — большой проходной емкостью лампы $C_{a.c}$ и вызываемой этим неустойчивостью работы каскада — в ряде случаев возможно успешно бороться посредством нейтрализации.

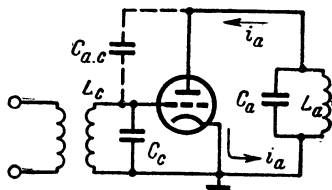


Рис. 4. Схема триодного усилителя ВЧ с заземленным катодом.

Наиболее распространенные схемы УВЧ на триоде — с заземленной (по высокой частоте) сеткой и с заземленной промежуточной точкой (рис. 2 и 3). В схеме с заземленным катодом (рис. 4) практически трудно надежно нейтрализовать большую проходную емкость $C_{a.c}$, которая вызывает, помимо неустойчивости усилителя, увеличение излучения гетеродина. Несмотря на то, что эта схема имеет большое входное сопротивление и позволяет получить большой коэффициент усиления, она применяется редко.

В схеме с заземленной сеткой (рис. 2) паразитная обратная связь имеет место через емкость $C_{a.k}$, которая значительно меньше емкости $C_{a.c}$. Эта схема работает устойчиво и без конденсатора нейтрализа-

ции. Однако она имеет значительный недостаток — малое входное сопротивление вследствие протекания через сеточный контур переменной составляющей анодного тока.

Компромиссным решением служит схема с заземленной промежуточной точкой (рис. 3). В зависимости от выбора точки заземления переменная составляющая анодного тока обтекает здесь ту или иную часть сеточного контура. Чем ближе точка заземления к катушке, тем больше входное сопротивление каскада, но тем больше влияние проходной емкости (C_{ac}), и наоборот.

В соответствии с этим на практике точку заземления выбирают весьма различным образом. В частности, можно выбрать ее так, чтобы получить согласование входного сопротивления усилителя с приведенным к сеточной цепи оптимальным сопротивлением антенны. В то же время точку заземления следует выбирать так, чтобы при небольшой неточности нейтрализующей емкости схема еще работала достаточно стабильно. В случае, когда промежуточная точка достаточно близка к сетке, от нейтрализации можно вообще отказаться.

Выигрыш в усилении в схеме с заземленной сеткой несколько уменьшается из-за того, что нейтрализующий конденсатор увеличивает общую емкость анодного контура и тем самым снижает его резонансное сопротивление.

Промежуточную точку можно заземлить через емкостный делитель напряжения (см. рис. 12). В этом случае гармоники напряжения гетеродина подавляются лучше, чем при заземлении промежуточной точки самой контурной катушки, а также технологически облегчается подбор промежуточной точки в процессе регулировки. Для остаточного тока гармоник гетеродина, который просачивается из анодной цепи УВЧ через емкость C_{ac} во входной контур, конденсатор 15 μf представляет собой малое сопротивление (порядка 50 Ω для второй гармоники). В случае заземления промежуточной точки на катушке, при котором экономится один конденсатор, подавления гармоник не происходит, так как сопротивление индуктивности с увеличением частоты повышается.

Коэффициент усиления УВЧ и избирательность по зеркальному каналу зависят от шунтирующего действия на анодный контур внутреннего сопротивления лампы УВЧ и входной цепи гетеродинного преобразователя. Иногда для повышения устойчивости работы УВЧ желательно уменьшить его усиление, что достигается уменьшением связи контура с лампой (см. рис. 1).

Что касается шунтирующего действия входной цепи гетеродинного преобразователя, то чем больше связь между УВЧ и преобразователем, тем больше затухание, вносимое им в анодный контур. Однако при слишком слабой связи, когда усиление УВЧ сравнительно велико, общая чувствительность приемника падает из-за недостаточного коэффициента передачи напряжения с УВЧ на вход преобразователя. Максимальная чувствительность получается при оптимальной связи, когда вносимое в анодный контур затухание со стороны гетеродинного преобразователя равно затуханию, вносимому лампой УВЧ. Связь преобразователя с УВЧ устанавливают отводом от анодного контура УВЧ или конденсатором связи (например C_7 на рис. 7).

Помимо активной составляющей, вход преобразователя вносит в контур УВЧ и реактивную (емкостную) составляющую, увеличивающую общую емкость контура и снижающую тем самым его резонансное сопротивление и усиление каскада. Иногда влияние входа

становится настолько сильным, что связь между преобразователем и УВЧ приходится устанавливать не оптимальной, а исходя из возможного уменьшения вносимой емкости.

Достоинства схем с заземленным катодом (высокое входное сопротивление) и с заземленной сеткой (устойчивость и малое прохождение колебаний гетеродина на вход приемника) совмещает в себе каскодный усилитель высокой частоты. В каскодной схеме (рис. 5) первый триод включен по схеме с заземленным катодом. Нагрузкой для него служит входное сопротивление последующего каскада, выполненного по схеме с заземленной сеткой.

На рис. 6 приведена каскодная схема высокой частоты. Входное сопротивление каскада с заземленной сеткой при использовании одного из триодов лампы 6Н14П составляет 150 ом. Благодаря этому анодный контур L_3C_1 сильно шунтируется, коэффициент усиления первого каскада близок к единице, и поэтому необходимость в его нейтрализации отпадает. Коэффициент усиления каскада с за-

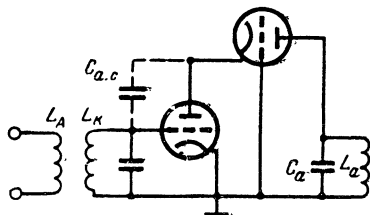


Рис. 5. Принцип построения каскодной схемы.

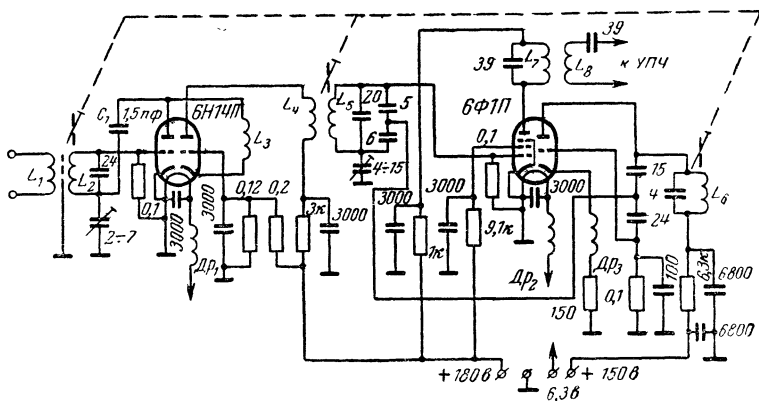


Рис. 6. Схема УКВ блока с каскодным усилителем ВЧ.

земленной сеткой, нагрузкой которого служит контур с большим резонансным сопротивлением, составляет около 35—40. Большой коэффициент передачи входной цепи и применение специальной малoshумящей лампы 6Н14П в значительной мере увеличивают отношение сигнал/шум.

4. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧАСТОТЫ

Применение многосеточных ламп в качестве преобразователей частоты на УКВ диапазоне оказалось нецелесообразным, так как многосеточные лампы обладают весьма большими шумами, что приводит к уменьшению реальной чувствительности приемника, а также и потому, что их крутизна преобразования мала и в этом диапазоне частот еще более снижается из-за взаимодействия сигнальной и гетеродинной сеток через пространственный заряд.

В большинстве случаев преобразователи частоты на УКВ диапазоне выполняются на триодах. Уровень шумов преобразователя на многосеточной лампе в десятки, а на пентоде — в несколько раз больше уровня шумов триодного преобразователя. Максимальная крутизна преобразования многосеточных ламп составляет $0,3—0,5 \text{ ма/в}$, пентодов 2 ма/в , а триодов $1,5 \text{ ма/в}$. При этом для триодного преобразователя требуемое напряжение гетеродина ($2—3 \text{ в}$) значительно меньше, чем для многосеточного преобразователя, что облегчает борьбу с паразитным излучением. Входное сопротивление многосеточных и пентодных преобразователей в диапазоне УКВ вследствие влияния индуктивности катодного вывода и времени пролета электронов заметно меньше, чем у триодных, что при прочих равных условиях вызывает ухудшение чувствительности и избирательности по зеркальному каналу. Наконец, преимущество триода в качестве преобразователя определяется еще наличием двойных триодов и связанных с этим простотой и дешевизной конструкции.

Поэтому в УКВ блоках совершенно не используют многосеточные лампы в качестве двухсеточных преобразователей. Не следует думать, что в диапазонах ДВ, СВ и КВ крутизна преобразования у них значительно больше, чем в диапазоне УКВ (эта разница довольно мала). В диапазонах ДВ, СВ и КВ использование многосеточных преобразователей возможно потому, что при низкой промежуточной частоте (465 кгц) резонансное сопротивление контура может быть много больше, чем при частоте $8,4 \text{ Мгц}$, и соответственно усиление преобразователя в $10—20$ раз больше.

В диапазоне УКВ, чтобы получить достаточное усиление, необходимо выбирать лампы с большей крутизной преобразования. Усиление и избирательность по УКВ тракту можно повысить, если выбрать промежуточную частоту $6,75 \text{ Мгц}$, как это делают некоторые иностранные фирмы (большинство из них предпочитает $10,7 \text{ Мгц}$). При этом усиление на каждый каскад возрастает в $1,4$ раза, а избирательность по соседнему каналу улучшается в $1,5$ раза по сравнению с приемниками с промежуточной частотой $10,7 \text{ Мгц}$. Ширина полосы пропускания уменьшается незначительно, а дополнительные нелинейные искажения пренебрежимо малы по сравнению с искажениями в низкочастотном тракте. Связанное с этим ухудшение избирательности по зеркальному каналу компенсируется применением настраиваемого входного контура и каскада УВЧ с заземленным катодом при условии тщательной его нейтрализации. Настраиваемый входной контур одновременно способствует уменьшению излучения напряжения основной частоты гетеродина.

Иногда пентоды применяют в той же схеме односеточного гетеродинного преобразователя (рис. 6). Преимущества пентода по сравнению с триодом заключаются в очень малой проходной емкости и большом внутреннем сопротивлении. Первое обстоятельство позво-

ляет строить пентодный преобразователь частоты без моста перекомпенсации по промежуточной частоте, а второе — позволяет благодаря небольшому шунтирующему действию на контур промежуточной частоты получить большое усиление и более высокую избирательность по соседнему каналу.

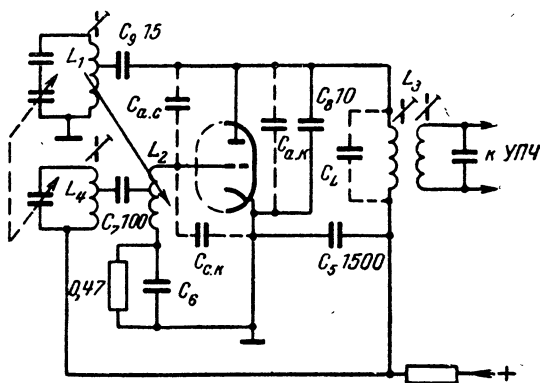


Рис. 7. Схема УКВ блока с емкостной настройкой.

Наиболее подходящий отечественный двойной триод для УКВ блока — лампа 6НЗП, хотя с несколько худшими результатами могут быть использованы и другие лампы (6Н1П, 6Н2П).

Подключение контуров гетеродина и усилителя высокой частоты к одному и тому же электроду лампы гетеродинного преобразователя может вызвать ряд нежелательных явлений. К их числу относятся взаимное влияние настройки одного контура на настройку другого и вследствие этого невозможность получения высокого качества сопряжения настроек, попадание напряжения гетеродина на контур УВЧ

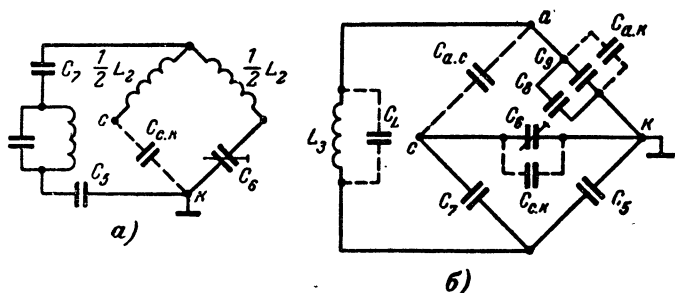


Рис. 8. К схеме УКВ блока с емкостной настройкой.

а — балансно-мостовая схема гетеродинного преобразователя частоты;
б — мостовая схема перекомпенсации по промежуточной частоте.

и дальнейшее его «просачивание» в антенну, попадание напряжения сигнала на гетеродинный контур и связанные с этим потери мощности сигнала и ухудшение реальной чувствительности приемника. Всего этого удается избежать путем построения гетеродинного преобразователя частоты по балансно-мостовой схеме.

Для схемы, приведенной на рис. 7, двойной балансный мост (рис. 8, а) состоит из обеих половин катушки обратной связи гетеродина L_2 , входной емкости лампы $C_{с.к}$ и подстроечного конденсатора C_6 , который служит для индивидуальной балансировки моста в каждом отдельном блоке, необходимой вследствие разбросов величин элементов схемы. Сопротивление утечки сетки много больше емкостного сопротивления конденсатора C_6 и на баланс моста не влияет.

В случае равенства индуктивностей половин катушки баланс моста получится при $C_{с.к} = C_6$. Обмотку обратной связи наматывают вдвоенным проводом для равенства индуктивностей ее половин и предельного уменьшения индуктивности рассеяния между ними. Последнее обстоятельство очень важно, так как способствует уменьшению вносимых в анодный контур УВЧ емкостей и активной составляющей входного сопротивления гетеродинного преобразователя.

В случае равновесия моста напряжение гетеродина на анодном контуре отсутствует, а на гетеродинной катушке отсутствует напряжение сигнала. В то же время к участку сетки — катод лампы преобразователя частоты одновременно приложены напряжения сигнала и гетеродина, благодаря чему возможно преобразование частоты.

Во всем диапазоне частот идеального баланса добиться не удается даже с подстроечным конденсатором. В связи с этим наблюдается «просачивание» напряжения гетеродина на анод лампы УВЧ и некоторое уменьшение чувствительности из-за расстройки анодного контура и потерь мощности сигнала в гетеродинной катушке.

Напряжение гетеродина нельзя снижать сколь угодно много ради подавления паразитного излучения. Оно должно быть определенным для получения максимальной крутизны преобразования. Снизить гетеродинное напряжение на аноде лампы можно путем уменьшения ее связи с контуром. Благодаря емкостному делителю напряжения $C_9—C_8$ (рис. 7) напряжение гетеродина на аноде лампы преобразователя меньше напряжения на отводе контура. Такого рода уменьшение гетеродинного напряжения на аноде лампы преобразователя особенно важно в случае применения двойного триода, когда из-за паразитных емкостей между электродами обеих триодных систем возможно проникание напряжения гетеродина на вход блока УКВ.

Конденсатор C_8 , входящий в общую емкость как контура гетеродина, так и первого контура фильтра промежуточной частоты, отфильтровывает также гармоники гетеродинного напряжения и предотвращает самовозбуждение преобразователя на сверхвысоких частотах. Для этого желательно припаивать его непосредственно к ламповой панельке с возможно более короткими выводами. Самовозбуждение преобразователя на сверхвысоких частотах может иметь место при отсутствии конденсатора C_8 вследствие образования высокочастотного колебательного контура в анодной цепи из паразитных элементов (индуктивности монтажных проводов, выходной емкости лампы и т. п.), если этот контур оказывается настроенным на частоту одной из гармоник.

Развязка цепей гетеродина и сигнала, с одной стороны, и промежуточной частоты — с другой, легко получается благодаря большой разности частот и катушке первичного контура фильтра промежуточной частоты, выполняющей функцию дросселя в схеме параллельного питания лампы гетеродинного преобразователя.

Коэффициент усиления преобразователя снижается из-за недостаточного большого внутреннего сопротивления лампы (у триода — 20 ком), шунтирующего первый контур фильтра промежуточной частоты. Внутреннее сопротивление триода еще больше снижается вследствие отрицательной обратной связи по напряжению промежуточной частоты, действующей через проходную емкость триода $C_{a.c.}$

В каскаде УВЧ УКВ блока проходная емкость вредна из-за положительной обратной связи, в то время как в гетеродинном преобразователе она дает по промежуточной частоте отрицательную обратную связь. Объясняется это так. Анодное напряжение находится в противофазе с напряжением на сетке. В гетеродинном преобразователе (рис. 7) сопротивление катушек L_2 и L_4 на промежуточной частоте пренебрежимо мало по сравнению с емкостным сопротивлением последовательно включенных конденсаторов C_7 и C_5 и подстроечного конденсатора C_6 . В свою очередь сопротивление утечки (470 ком) много больше сопротивления подстроечного конденсатора C_6 (несколько пикофард) на промежуточной частоте. В результате анодное напряжение оказывается приложенным к емкостному делителю (одно плечо $C_{a.c.}$, другое — C_7 , C_5 , C_6 и $C_{c.k.}$), который не дает сдвига фаз напряжения, и на сетку преобразователя поступает напряжение отрицательной обратной связи.

В противоположность этому сопротивление участка сетка — катод в усилительном каскаде в зависимости от настройки сеточного контура может иметь индуктивный, емкостный или активный характер. Анодное напряжение делится между емкостью $C_{a.c.}$ и сопротивлением участка сетка — катод. На участке ниже частоты настройки сеточного контура сопротивление его имеет индуктивный характер и цепочка CL дает такой дополнительный сдвиг фазы напряжения обратной связи, что к сетке поступает составляющая напряжения, синфазная с входным. В этом нетрудно убедиться путем построения простейшей векторной диаграммы (рис. 9).

Внутреннее сопротивление преобразовательной лампы, усиление каскада и избирательность по соседнему каналу повышаются при помощи мостовой схемы, показанной на рис. 8, б. Сопротивлениями катушек L_1 , L_2 и L_4 можно пренебречь. Конденсатором нейтрализации C_5 возможно сбалансировать мост и компенсировать действие проходной емкости $C_{a.c.}$ Однако обычно емкость конденсатора C_5 выбирают небольшой, чтобы получить перекомпенсированный мост, в котором с помощью уже положительной обратной связи получают дальнейшее увеличение внутреннего сопротивления лампы преобразователя. В перекомпенсированном мосте емкость конденсатора C_5 очень резко влияет на увеличение положительной обратной связи, поэтому, подбирая емкость этого конденсатора, необходимо соблюдать осторожность во избежание самовозбуждения каскада.

Как видно из схемы на рис. 7, емкость первого контура фильтра промежуточной частоты составляется из емкости конденсаторов C_8 , C_9 , выходной емкости лампы и собственной емкости катушки C_L . Емкость конденсатора C_5 обычно берут в несколько сотен пикофард.

С увеличением числа передающих ЧМ станций возрастают требования к избирательности УКВ приемника и вместе с тем особое значение приобретает стабильность частоты гетеродина. Требования к стабильности частоты гетеродина на УКВ диапазоне очень высоки (отклонение от номинала не должно превышать сотых долей процента). Уход частоты гетеродина вызывается изменениями влажности, напряжения питания, междуэлектродных емкостей лампы и температуры элементов колебательного контура.

Вследствие большой диэлектрической проницаемости воды, равной 80, даже минимальные количества влаги, попадая на пластины конденсатора переменной емкости, подстроечные конденсаторы и другие элементы схемы, вызывают резкое увеличение емкости и уменьшение частоты гетеродина. При работе приемника благодаря нагреву УКВ блока влага сравнительно быстро исчезает.

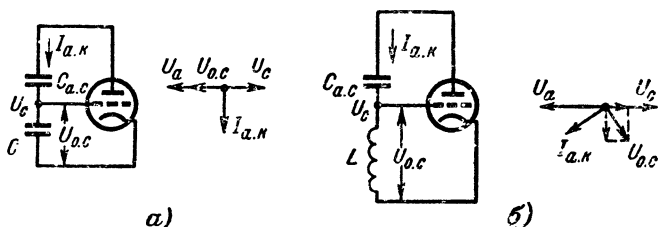


Рис. 9. К действию проходной емкости лампы.

а — в схеме преобразователя; б — в схеме усилителя.

Колебания напряжения питания влияют на частоту гетеродина сравнительно мало, особенно при повышенном напряжении электросети. Это влияние обусловлено прежде всего пространственным зарядом между катодом и сеткой лампы, который увеличивает первоначальную входную емкость холодной лампы приблизительно на $\frac{1}{3}$. Объем электронного облака зависит от приложенных к лампе напряжений. Например, при пониженном напряжении накала эмиссия электронов уменьшается (вследствие чего уменьшается электронное облако и входная емкость) и частота гетеродина увеличивается. Этого можно избежать, если включать контур гетеродина не в цепь сетки, а в анодную цепь лампы, а также увеличивать емкость контура и уменьшать его связь с лампой.

Уход частоты гетеродина вызывает и изменение междуэлектродных емкостей лампы в начальной стадии нагрева приемника. В течение первых 20 мин после включения эмиссия катода заметно возрастает, увеличивается электронное облако и частота понижается. С этим источником нестабильности можно бороться теми же средствами, что и в предыдущем случае, а также путем припайки непосредственно к ламповой панельке небольшого включенного в контур конденсатора со значительным отрицательным температурным коэффициентом. Хорошие результаты дает схема (см. рис. 7) с частотным подключением гетеродинного контура к аноду лампы через небольшой конденсатор емкостью 15 пф с большим отрицательным ТКЕ.

Через несколько минут после включения приемника начинается нагрев конденсаторов и катушки колебательного контура, к которому тепло поступает преимущественно через провода и точки соединения. Лампа 6НЗП представляет собой источник тепла мощностью около 6 Вт, которая лишь частично излучается в окружающее пространство, а большей частью переходит через панельку и экран на УКВ блок. После 2 ч работы элементы блока могут нагреться до температуры 60°С, т. е. их температура увеличивается на 40°С по сравнению с комнатной. Следует еще учесть, что вследствие различной удаленности от лампы элементы блока нагреваются неодновременно. Поэтому тщательным подбором ТКЕ конденсаторов необходимо добиваться минимального ухода частоты гетеродина не только в установившемся тепловом режиме, но и на различных этапах нагрева приемника. Желательно также избегать непосредственных соединений элементов контура с ламповой панелькой. Температурная стабильность частоты гетеродина увеличивается, если вместо двойного триода применять две отдельные лампы.

Влияние пространственного заряда и входной емкости лампы на частоту гетеродина может вызвать и некоторые другие вредные явления. Так как величина пространственного заряда зависит от анодного напряжения, то недостаточная его фильтрация приводит к модуляции динамической входной емкости лампы частотой фона. Возникающая в результате этого паразитная частотная модуляция гетеродинного напряжения приводит к резкому увеличению уровня фона на выходе приемника. С этой точки зрения также целесообразно включать контур гетеродина в анодную цепь лампы, так как при этом требуемая фильтрация напряжения питания может быть во много раз меньше, чем при включении его в сеточную цепь.

Наконец, включать гетеродинный контур в цепь анода следует еще и для уменьшения опасности захватывания частоты гетеродина. Это явление заключается в том, что при очень сильных сигналах частота гетеродина постепенно отклоняется в сторону частоты сигнала, а при достаточно большом уровне напряжения сигнала она скачком изменяется и становится равной частоте сигнала. При этом качество приема ухудшается или прием совсем прекращается. Напряжение сигнала, при котором может получиться захватывание частоты гетеродина, зависит от напряжения гетеродина U_{Γ} и от разности частот сигнала и гетеродина $f_{\Gamma} - f_{\Sigma}$. Чем меньше U_{Γ} и $f_{\Gamma} - f_{\Sigma}$, тем при меньших сигналах возможно указанное явление. Поэтому, например, оно может наблюдаться при некоторой расстройке сигнала относительно гетеродина ($f_{\Gamma} - f_{\Sigma} < 8,4 \text{ МГц}$) и исчезнуть при точной настройке ($f_{\Gamma} - f_{\Sigma} = 8,4 \text{ МГц}$).

Для борьбы с явлением захватывания можно подать напряжение автоматической регулировки усиления (АРУ) на каскад УВЧ (см. рис. 1). Напряжение АРУ снимается с ограничительной цепочки 200 ком — 100 пф, включенной в сеточную цепь первого каскада усилителя промежуточной частоты, на которой оно создается от протекания сеточного тока при больших сигналах.

На гетеродинный преобразователь напряжение АРУ подавать нельзя, так как это приводит к изменению частоты гетеродина вследствие изменения входной емкости лампы, а также к другим вредным явлениям.

5. ПАРАЗИТНОЕ ИЗЛУЧЕНИЕ И СИСТЕМЫ НАСТРОЙКИ УКВ БЛОКА

Паразитное излучение состоит из напряжения основной частоты гетеродина и напряжения ее гармоник. Гармоники напряжения гетеродина возникают, во-первых, вследствие нелинейности характеристики лампы преобразователя и, во-вторых, из-за пикового детектирования в цепи сетки преобразователя. Последнего можно в большинстве случаев избежать, если выбрать сопротивление резистора утечки достаточно большим, что вызывает, однако, некоторое уменьшение крутизны преобразования.

Таким образом, меры подавления паразитного излучения, которые возможно принять в месте его возникновения, сводятся к предельному снижению напряжения гетеродина и к выбору рабочей точки лампы преобразователя, при которой уровень гармоник минимален. Однако возможности снижения напряжения гетеродина ограничены требованием устойчивости генерируемых колебаний, так как чем меньше напряжение гетеродина, тем больше вероятность явления захватывания. При выборе режима лампы преобразователя необходимо получить максимальную крутизну преобразования. В предыдущем параграфе уже рассматривался эффект, который дают ослабление связи контура гетеродина с лампой и фильтрация гармоник гетеродина конденсатором 10—15 пф.

Интенсивное паразитное излучение может быть из-за неудачной конструкции гетеродинной части УКВ блока. Прежде всего опасны длинные соединительные провода между гетеродинным контуром и лампой. Точки заземления надо выбирать так, чтобы между ними по шасси не протекали токи частоты гетеродина. Паразитное излучение может происходить через провода питания, сетевой шнур и через другие близко расположенные провода. Некоторые из них могут иметь длину, равную $\frac{1}{3}$ или $\frac{1}{4}$ волны для гармоник гетеродина, и представлять собой настроенные антенны. Такое же значение могут иметь провода, проходящие к магнитной антенне. Борьбась с этими излучениями следует соответствующим расположением проводов и путем включения в них УКВ дросселей (например, катушки диаметром 5 мм, состоящей из 15 витков). Незаземленный лепесток накала ламповой панельки следует подключить к цепи накала через дроссель и блокировать его конденсатором.

В случае емкостной настройки УКВ блока возможно паразитное излучение вследствие емкостной связи между ЧМ и АМ секциями конденсатора переменной емкости. В этом случае УКВ дроссели следует включать также в провода, отходящие от АМ секций конденсатора.

Излучение напряжения основной частоты гетеродина происходит преимущественно через антенну. Поэтому нужно заботиться, чтобы напряжение гетеродина не попадало на анод лампы УВЧ и через проходную емкость лампы, а также путем непосредственной связи с входными контурами — на вход блока. Эффективными средствами борьбы с этим служат тщательная балансировка высокочастотного моста и нейтрализация емкости $C_{a.c}$ лампы УВЧ. Если имеется возможность определять уровень паразитного излучения (например, при помощи телевизора и отрезка провода, подключаемого к различным точкам схемы), то балансировать мост и нейтрализовать емкости лучше подстроечными конденсаторами.

Более эффективно с действием емкости $C_{a.c}$ можно бороться с помощью резонансного контура (рис. 10). Параллельный колебательный контур, составленный из проходной емкости $C_{a.c}$ и катушки L_3 , настроен на высокую частоту принимаемого диапазона и благодаря высокому резонансному сопротивлению преграждает путь к сетке не только напряжению частоты гетеродина, но и напряжению обратной связи с частотой сигнала. Напряжение гармонических составляющих гетеродина может попасть на вход только через небольшую емкость $C_{a.c}$. Цепочка $L_4 R_1$ служит для предотвращения паразитных колебаний на дециметровых волнах.

Для уменьшения «просачивания» напряжения гетеродина иногда устанавливают экранирующие перегородки между анодной цепью УВЧ и антенной и гетеродинной цепями. Для этой же цели применяют два отдельных триода для УВЧ и гетеродинного преобразователя.

Решающее значение в борьбе с излучением напряжения гетеродина приобретает, как уже отмечалось, каскад УВЧ. Наиболее выгодна с этой точки зрения схема с заземленной сеткой, в которой паразитная связь между выходной и входной цепями минимальна. В схеме с заземленной промежуточной точкой уменьшению излучения способствует емкостный делитель.

Входной полосовой фильтр благодаря своей избирательности препятствует попаданию напряжения гетеродина на вход антенны. На входе блока УКВ часто включают настроенные фильтры для подавления гармоник гетеродина (см. рис. 1). Оба последовательных резонансных контура образуют настроенный на частоту второй гармоники полосовой фильтр. Они позволяют уменьшить напряжение второй гармоники гетеродина на антенных гнездах в 10 раз.

Другое эффективное средство подавления излучения гармоник — разомкнутая четвертьволновая линия, включаемая на входе УКВ (рис. 11, а). Входное сопротивление ее равно нулю для всех четных гармоник. Она состоит из трех проводов, один из которых заземляют, а два других присоединяют к антенным гнездам. Емкость этой линии входит в общую емкость контура. В отечественных конструкциях УКВ блоков в соответствии с выбранными частотами телевизионных каналов основную опасность представляет не вторая, а третья гармоника напряжения гетеродина. Поэтому цепи подавления необходимо настраивать на третью гармонику.

Аналогичным путем можно бороться и с излучением напряжения основной частоты гетеродина антенной (рис. 11, б). Если перестраивать индуктивность последовательного резонансного контура вместе с гетеродином, то эффективность подавления паразитного излучения будет велика при отсутствии какого-либо влияния на прохождение сигнала. При фиксированной настройке контура его резо-

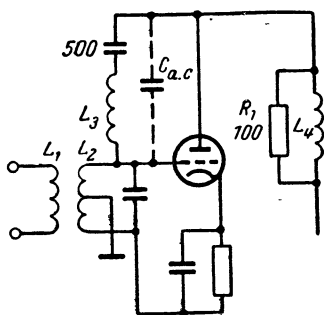


Рис. 10. Схема подавления паразитного излучения гетеродина при помощи резонансного контура $L_3 C_{a.c}$.

нансную частоту следует выбирать так, чтобы сигналы на высшей частоте диапазона заметно не ослаблялись. При этом ухудшается подавление излучения гетеродина на низшей частоте диапазона.

Общим средством борьбы с паразитным излучением служит полная экранировка всего УКВ блока. Однако иногда при выполнении ряда других мер в ней нет необходимости.

В современных приемниках применяют как индуктивную систему настройки УКВ блока, так и емкостную. При емкостной настройке часто используют комбинированный блок конденсаторов перемен-

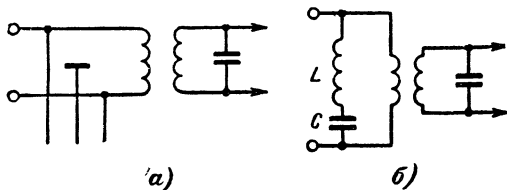


Рис. 11. Включение разомкнутой четвертьволновой линии (а) и последовательного резонансного контура (б) на входе УКВ блока.

ной емкости, имеющий наряду с обычными секциями для диапазонов АМ еще две или три специальные малоемкостные секции для УКВ диапазона. Такая система очень удобна для приемников, в которых настройка на всех диапазонах производится одной и той же ручкой. В более дорогих моделях, где УКВ диапазон настраивается отдельной ручкой, целесообразно применять автономный блок малоемкостных конденсаторов переменной емкости (6—25 пф).

Индуктивную настройку выполняют путем введения в поле катушек диамагнитных цилиндрических сердечников, играющих роль короткозамкнутого витка. Чем глубже введен такой сердечник, тем меньше индуктивность катушки. Сердечники изготовляют преимущественно из алюминия, иногда из латуни или посеребренной стали. Небольшая конусность полых сердечников, перемещающихся внутри каркаса катушки, позволяет получить линейность кривой изменения частоты. Катушки анодного и гетеродинного контуров могут иметь одинаковые размеры и одинаковое число витков, а перекрытие разных диапазонов достигается при этом за счет формы сердечников. Сопряжение получается достаточно хорошим при одной точке сопряжения, поэтому можно отказаться от подстроечных конденсаторов, имеющих большой и непостоянный ТКЕ.

Емкостная настройка имеет ряд недостатков по сравнению с индуктивной. При перестройке трех контуров, в том числе и входного с заземленной промежуточной точкой, блок конденсаторов переменной емкости должен выполняться с изолированным ротором. Заземленный ротор блока конденсаторов ограничивает также возможности схемных вариаций в построении гетеродина. При изолированном же роторе конструкция блока конденсатора усложняется и удорожается. Расположение элемента настройки вне блока УКВ требует дополнительной его экранировки для предотвращения увеличения па-

разитного излучения. Кроме того, блок конденсаторов переменной емкости имеет значительную склонность к микрофонному эффекту.

От этих недостатков свободна индуктивная система настройки, позволяющая выполнять компактную и рациональную конструкцию, полностью экранированную вместе с остальными элементами схемы. Индуктивная настройка позволяет увеличить начальную емкость контуров и тем самым повысить устойчивость усиления. Однако по сравнению с блоком конденсаторов переменной емкости индуктивная система конструктивно сложнее и требует высокой точности изготовления деталей.

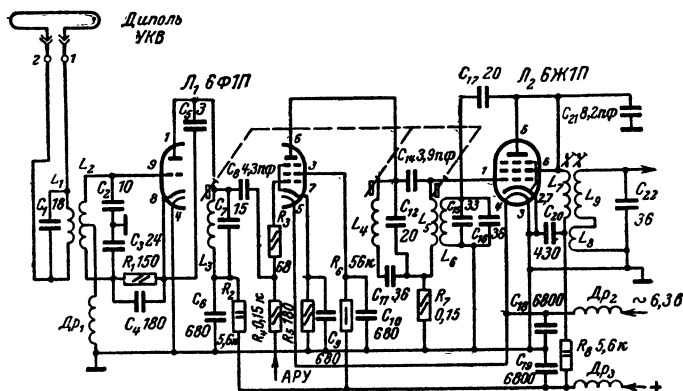


Рис. 12. Схема УКВ блока радиолы «Симфония».

Отдельная ручка настройки на УКВ диапазоне при индуктивной системе настройки, равно как и при настройке автономным блоком конденсаторов переменной емкости, обеспечивает существенные эксплуатационные удобства.

В заключение рассмотрим схему УКВ блока (рис. 12) стереофонической радиолы высшего класса «Симфония», выпускаемой рижским заводом им. А. С. Попова.

УКВ блок состоит из двухкаскадного усилителя высокой частоты, выполненного на триод-пентоде 6Ф1П, и гетеродинного преобразователя частоты на пентоде 6Ж1П в триодном включении. Контур входного полосового фильтра (L_1C_1 и $L_2C_2C_3$) настроен на среднюю геометрическую частоту (70 МГц) принимаемого диапазона частот. Первый каскад усилителя высокой частоты выполнен по схеме с заземленной промежуточной точкой в емкостной ветви (C_2C_3) сеточного контура. Дроссель $Др_1$ позволяет заземлить цепи катода и сетки триода по постоянному току. Конденсатор C_5 нейтрализует проходную емкость $C_{a.c}$ и тем самым предотвращает самовозбуждение каскада от обратной связи через нее, а также «просачивание» в антенну остаточного напряжения гетеродина, которое имеется на аноде триода. Как видно из рис. 13, а, в одну диагональ такого моста оказывается включенным анодный контур (L_3C_7) триодной части

лампы 6Ф1П, а в другую диагональ включена цепь сетка—катод триода с входным контуром; В случае баланса моста ($C_2/C_4=C_{ac}/C_5$), вход и выход первого каскада УВЧ полностью развязаны, т. е. напряжение с анодного контура к промежутку, сетка—катод не поступает.

Второй каскад усилителя высокой частоты выполнен по обычной схеме с резонансным контуром в анодной цепи пентодной части лампы 6Ф1П.

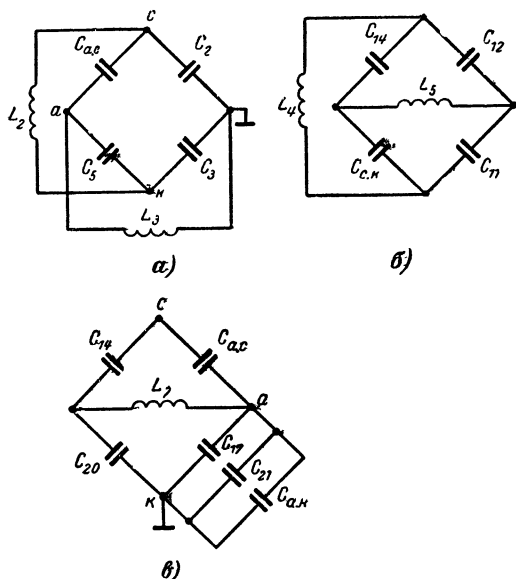


Рис. 13. К схеме УКВ блока радиолы «Симфония».

а — мостовая схема нейтрализации проходной емкости лампы УВЧ; б — балансно-мостовая схема гетеродинного преобразователя частоты; в — мостовая схема перекомпенсации по промежуточной частоте.

Гетеродин выполнен по схеме с трансформаторной связью и состоит из катушки связи L_5 и контура $L_6C_{15}C_{16}$. Для уменьшения паразитного излучения гетеродина преобразование частоты происходит на второй гармонике (контур гетеродина настраивается на частоту 35,75—40 Мгц). Конденсатор C_{17} — разделительный.

Гетеродинный преобразователь частоты выполнен по мостовой схеме, для чего емкость контура второго каскада усилителя высокой частоты разделена на последовательно включенные конденсаторы C_{11} и C_{12} (рис. 13, б). В случае равновесия моста, которое будет при условии: $C_{12}/C_{11}=C_{14}/C_{с.н}$, на анодном контуре $L_4C_{11}C_{12}$ отсутствует напряжение гетеродина, а на катушке связи гетеродина отсутствует напряжение сигнала.

В анодную цепь тетеродинного преобразователя частоты включен полосовой фильтр ($L_7C_{17}C_{21}$, $L_8L_9C_{22}$), настроенный на частоту 6,5 Мгц. Мост перекомпенсации по промежуточной частоте изображен на рис. 13, в.

В этом двухламповом блоке УКВ с преобразованием частоты на второй гармонике гетеродина удалось снизить паразитное напряжение гетеродина на гнездах УКВ диполя до 0,3—0,4 мв. Коэффициент усиления блока составляет более 100 при ослаблении сигналов зеркального канала 30—32 дб.

Глава вторая

ТРАКТ ВЫСОКОЙ ЧАСТОТЫ ДИАПАЗОНОВ ДВ, СВ И КВ

6. ФЕРРИТОВАЯ АНТЕННА И СХЕМЫ ВХОДНЫХ ЦЕПЕЙ

Тракт высокой частоты диапазонов ДВ, СВ и КВ, под которым подразумеваются входные цепи, УВЧ, преобразователь частоты и гетеродин приемника, наименее богат схемными новинками.

В настоящее время ферритовая антенна применяется в большинстве радиовещательных приемников. Она представляет собой стержень из высокочастотного материала — феррита, на который наматываются катушки входных контуров приемника (рис. 14).

Функция и значение ферритовой антенны определяются прежде всего направленностью ее действия. Это ее свойство позволяет избавиться от мешающих сигналов и помех, направление прихода которых не совпадает с направлением на источник полезного принимаемого сигнала. Кроме того, качество приема на ферритовую антенну улучшается благодаря тому, что она реагирует в основном лишь на магнитную составляющую электромагнитного поля, в то время как большинство источников помех (искрение коллекторов, выключателей и т. п.) создает поле, в котором преобладает электрическая составляющая. Наконец, ферритовая антенна имеет малые габариты, что особенно важно для карманных и переносных радиоприемников.

Основной параметр, характеризующий эффективность действия любой антенны, — ее действующая высота — определяется из соотношения

$$E_A = h_d E_n,$$

где E_A — э. д. с., наводимая в антенне;

E_n — напряженность электромагнитного поля в месте приема;

h_d — действующая высота антенны.

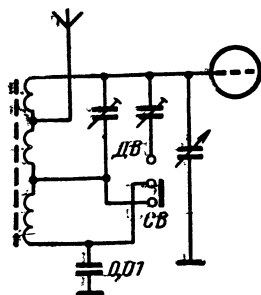


Рис. 14. Схема включения ферритовой антенны.

Действующая высота обычной проволочной антенны зависит от соотношения длины антенны l и длины волны λ . Для частот, используемых в радиовещании, обычно $l \ll \lambda$; для повышения эффективности антенны желательнее увеличить ее длину.

Принципиально иная возможность используется в ферритовой антенне, действующая высота которой определяется из соотношения

$$h_d = \frac{2\pi\omega S}{\lambda} \mu_{\text{эфф}},$$

где ω — число витков антенной катушки;

S — площадь поперечного сечения сердечника;

$\mu_{\text{эфф}}$ — эффективная магнитная проницаемость сердечника¹.

Из приведенного выражения видно, что h_d можно увеличить путем повышения $\mu_{\text{эфф}}$. Физически это может быть объяснено на основе известных выражений

$$\lambda = \frac{v}{f} \text{ и } v = \frac{c}{\sqrt{\epsilon\mu}},$$

где v — скорость распространения электромагнитной волны в данной среде;

c — скорость распространения электромагнитной волны в вакууме;

f — частота колебаний;

ϵ — диэлектрическая проницаемость среды;

μ — магнитная проницаемость среды.

Действующая высота собственно ферритовой антенны составляет при обычно применяемых материалах сердечника 0,007—0,0125 м, в то время как действующая высота простой комнатной антенны значительно больше (0,25—1 м). Однако, как видно из схемы на рис. 14, антенная катушка служит частью входного контура, и подводимое к первой лампе напряжение на частоте резонанса в Q' раз больше э. д. с., наводимой в антенне. В связи с этим эффективность действия ферритовой антенны определяют так называемой приведенной действующей высотой

$$h'_d = h_d Q',$$

где Q' — добротность входного контура с учетом затухания, вносимого в него другими элементами входной цепи (величина $Q' \approx 100 \div 150$).

Учитывая, что коэффициент передачи обычной входной цепи не превышает 2—5, получаем для приведенной действующей высоты ферритовой антенны величину такого же порядка, как и у проволочной комнатной антенны.

¹ Поскольку магнитная проницаемость вдоль стержня непостоянна (она имеет максимальную величину в середине сердечника и уменьшается по направлению к его концам), под эффективной магнитной проницаемостью $\mu_{\text{эфф}}$ принимают усредненную вдоль длины антенной катушки величину.

Кажется очевидным, что для повышения h_d и направленного действия целесообразно выбирать ферриты с возможно большей магнитной проницаемостью. По ряду причин оптимальным материалом антенного стержня служит феррит Ф-600 с начальной проницаемостью $\mu_0=600$ (μ_0 — проницаемость торондального сердечника).

Однако с увеличением проницаемости феррита более резко проявляются и вредные его свойства, в первую очередь температурная нестабильность и потери в нем. Свойства ферритового сердечника зависят также от его формы. В разомкнутом сердечнике магнитная проницаемость, температурная нестабильность и потери резко уменьшаются по сравнению с торондальным сердечником и тем сильнее, чем меньше отношение длины сердечника к площади его поперечного сечения. Для цилиндрического антенного стержня найдено, что оптимальным с точки зрения h'_d является отношение его длины к диаметру, равное $l/d=16 \div 25$. При меньших значениях l/d действующая высота уменьшается из-за снижения $\mu_{эф}$, а при больших значениях она снижается из-за увеличения потерь в сердечнике и уменьшения Q' .

Помимо потерь в феррите, результирующая добротность контура Q' зависит также от потерь в катушке и затухания, вносимого лампой, соединительными проводами и другими элементами схемы. Влияние этих факторов увеличивается с уменьшением рабочей частоты, так как потери в сердечнике при этом уменьшаются.

Потери в катушке в свою очередь зависят от типа провода, шага намотки, длины катушки и каркаса. Тип провода заметно влияет на добротность катушки лишь при ее намотке виток к витку. В случае принудительного шага намотки (равномерного или прогрессивно-го) h'_d увеличивается незначительно. Диаметр катушки (точнее, его соотношение с диаметром стержня) сравнительно мало влияет на ее добротность и приемные свойства антенны.

Чрезмерное повышение добротности, позволяющее увеличить h'_d и избирательность, приводит в то же время к недопустимому сужению полосы пропускания входного контура ($\Delta f=f_0/Q$) и, следовательно, ухудшает качество приема и усложняет сопряжение контуров.

Требуемую индуктивность контура рассчитывают по обычной формуле. В диапазоне СВ она составляет около 200 мкГн. Относительная проницаемость стержня, показывающая, во сколько раз увеличивается индуктивность катушки при введении в нее магнитного сердечника, составляет 10—25 (около 20% $\mu_{эф}$). С учетом этого определяют число витков катушки.

Вследствие неравномерности распределения магнитной индукции вдоль стержня индуктивность и добротность катушки заметно изменяются в зависимости от ее положения на стержне (рис. 15). Путем изменения расстояния x можно точно подстраивать входной контур в процессе регулировки. Этот простой метод регулировки обладает следующим недостатком: с увеличением x уменьшается (до 10%) действующая высота антенны. Уменьшение действующей высоты может быть и при другом методе регулировки — включении последовательно с ферритовой антенной дополнительной катушки, индуктивность которой изменяется путем вращения сердечника. Наиболее часто применяют третий способ, заключающийся в разделении катуш-

ки на две части, располагаемые симметрично относительно середины стержня. Индуктивность эффективно изменяется регулировкой связи между обеими частями катушки; h_d при этом изменяется незначительно.

В радиовещательных приемниках ферритовые антенны применяются главным образом на диапазонах СВ и ДВ, так как на более вы-

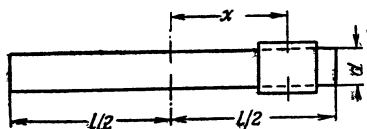


Рис. 15. Расположение катушки на стержне ферритовой антенны.

соких частотах потери в феррите резко возрастают. Катушки обоих диапазонов располагают на одном и том же стержне. В случае их последовательного включения для диапазона ДВ длинноволновую

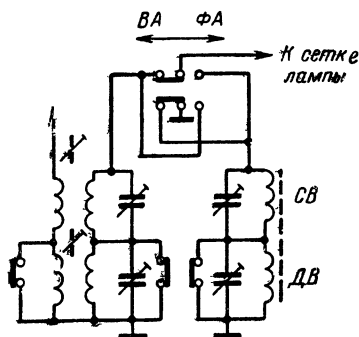


Рис. 16. Схема входа приемника с отключаемой ферритовой антенной.

ВА — внешняя антенна; ФА — ферритовая антенна.

катушку при переходе на диапазон СВ приходится замыкать накоротко, что приводит к снижению добротности и действующей высоты антенны. Если же оставить эту катушку разомкнутой, то она образует с собственной емкостью паразитный колебательный контур, ухудшающий работу приемника на диапазоне СВ. Поэтому более целесообразно включать обе катушки параллельно на диапазоне СВ с тем, чтобы на диапазоне ДВ оставлять разомкнутой небольшую средневолновую катушку. Индуктивность ее и собственная емкость малы, так что резонансная частота паразитного контура оказывается достаточно удаленной от рабочих частот длинноволнового диапазона. При этом не исключена возможность ухудшения

избирательности по зеркальному каналу на ДВ.

Применение катушек ферритовой антенны одновременно в качестве элемента входного контура позволяет резко повысить чувствительность и эффективность действия антенны. Однако такое построение схемы связано с некоторыми недостатками в случае пользования внешней антенной. В частности, при работе от внешней антенны для повышения качества звучания приемника желательно иметь достаточно широкую полосу пропускания входных цепей. Для этого

добротность катушки ферритовой антенны следует снижать до 50, что заметно уменьшает приведенную действующую высоту антенны. Кроме того, не удается получить высокоиндуктивную связь катушки ферритовой антенны с внешней антенной, необходимой для повышения избирательности по зеркальному каналу и ослабления сигнала с частотой, равной промежуточной частоте.

Все эти причины побуждают в высококачественных радиоприемниках полностью отключать ферритовую антенну при работе от внешней антенны и применять отдельные входные контуры (рис. 16).

Ферритовую антенну обычно выполняют поворотной с углом вращения 360° . Во избежание увеличения потерь она должна быть достаточно удалена от шасси, громкоговорителей, трансформатора питания.

7. НЕКОТОРЫЕ ОСОБЕННОСТИ ПОСТРОЕНИЯ ВЫСОКОЧАСТОТНОГО ТРАКТА

В гл. 1 рассматривалось применение простейшего варианта односеточного преобразования частоты в приемниках с диапазоном УКВ. Другой вариант односеточного преобразования — схема с гетеродином на отдельной лампе. Обе они могут выполняться как на пентоде, так и на триоде. Основные достоинства односеточных преобразователей заключаются в большой крутизне преобразования и малом уровне шумов.

В приемниках с диапазонами ДВ, СВ и КВ односеточные преобразователи до настоящего времени не нашли широкого применения, так как считалось, что на этих волнах недостатки таких схем преобладают над их достоинствами. К числу этих недостатков относятся прежде всего опасность появления свистов и перекрестной модуляции, обусловленных нелинейностью анодно-сеточной характеристики лампы в режиме преобразования. Кроме того, подведение к одной сетке лампы напряжения сигнала и напряжения гетеродина вызывает увеличение паразитного излучения гетеродина. Наконец, автоматическая регулировка усиления в каскаде односеточного преобразователя связана с нежелательными явлениями (уход частоты гетеродина и др.), а в случае триодного преобразователя становится вообще невозможной. Следует отметить, что в диапазоне УКВ, где колебания уровня входного сигнала сравнительно невелики и действует эффективная система ограничения по тракту промежуточной частоты, последнее обстоятельство не имеет большого значения.

За последние годы в литературе появились рекомендации о применении односеточных преобразователей в приемниках с диапазонами ДВ, СВ и КВ. При тщательном рассмотрении этого вопроса оказалось, что опасность возникновения перекрестной модуляции и свистов в односеточном преобразователе практически не больше, а иногда даже меньше, чем в двухсеточном.

Кроме того, благодаря меньшему уровню шумов односеточного преобразователя сигнал, который необходимо подать на вход преобразователя для получения определенного отношения сигнал/шум, может быть в несколько раз меньше, чем для двухсеточного преобразователя; тем самым уменьшается опасность нелинейных искажений.

Проблема взаимной связи между высокочастотными цепями и гетеродином, в частности проблема паразитного излучения напряжения гетеродина, может быть разрешена путем тщательного построения схемы, особенно с усилителем ВЧ (см. гл. 1).

Таким образом, единственное преимущество двухсеточного преобразователя по сравнению с односеточным заключается в возможности автоматической регулировки его усиления.

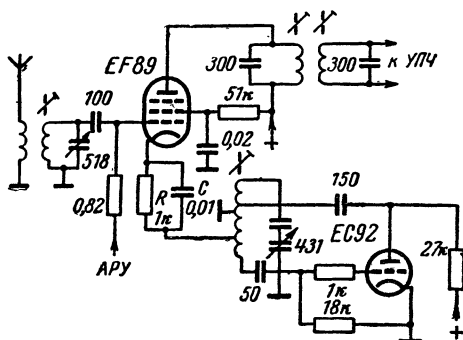


Рис. 17. Схема пентодного односеточного преобразователя частоты с отдельным гетеродином.

При отсутствии усилителя ВЧ, когда напряжение АРУ необходимо подавать на преобразовательную лампу, односеточный преобразователь выполняется на пентоде с удлиненной характеристикой и с отдельным гетеродином (рис. 17). Сигнал подводится к управляющей сетке лампы обычным путем, а напряжение гетеродина вводится в цепь катода лампы преобразователя, что позволяет значительно снизить паразитное излучение. Для уменьшения паразитного излучения напряжение гетеродина (не более 2—3 в) снимается с отвода обмотки обратной связи. На RC -цепочке создается напряжение смещения, благодаря которому предотвращаются появление сеточного тока и шунтирование входного контура.

При крутизне преобразования пентода 1 ма/в связь преобразователя с входным контуром может быть в 1,5 раза меньше, чем с двухсеточным преобразователем на лампе 6И1П.

На рис. 18 приведена схема гетеродинного преобразователя частоты на триодной части лампы 6И1П. Гентодная часть лампы используется в качестве аperiodического усилителя высокой частоты с автоматической регулировкой усиления. Параллельно сопротивлению анодной нагрузки R каскада включен последовательный резонансный контур для подавления напряжения промежуточной частоты.

Для уменьшения влияния небольшого внутреннего сопротивления триодного преобразователя на анодный контур промежуточной частоты последний делают низкоомным с большой емкостью (1 000 пф).

В приемниках высшего класса с усилителем ВЧ обычной схемой высокочастотной части в диапазонах СВ и ДВ служит полосовой фильтр на входе и аperiодический УВЧ, в то время как в диапазонах КВ используют одиночный контур на входе и резонансный УВЧ. Входной полосовой фильтр позволяет получить почти постоянную ширину полосы пропускания по всему диапазону и высокую избирательность по зеркальному каналу, но аperiодический УВЧ в этом варианте дает меньшее усиление и, следовательно, меньшее отношение сигнал/шум по сравнению с резонансным каскадом.

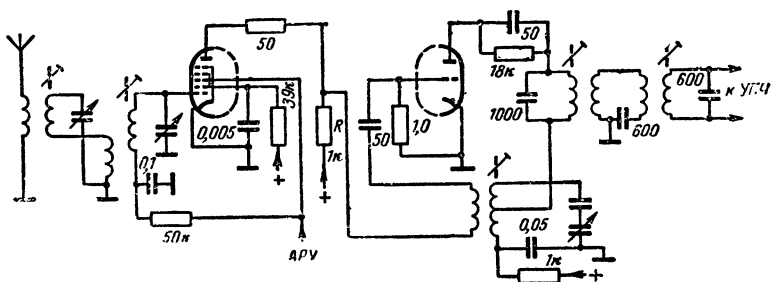


Рис 18. Схема гетеродинного преобразователя частоты.

Иногда применяют схему с одиночным контуром на входе и резонансным УВЧ также в диапазонах СВ и ДВ (рис. 19). При этом контуры выполняют одинаковыми с последовательными сопротивлениями затухания в каждом из них. Добротность контуров подбирают так, чтобы полоса пропускания оставалась практически постоянной во всем диапазоне. Подавление сигналов мощных коротковолновых станций и сигналов зеркального канала улучшается благодаря большой емкости (400 пф на СВ и дополнительно еще 1000 пф на ДВ), подключенной параллельно анодной катушке УВЧ. Схема дает также выигрыш по избирательности при приеме на ферритовую антенну. Это объясняется тем, что при включенной ферритовой антенне полосовой фильтр отключается и приемник работает только с одним контуром, катушка которого намотана на стержень антенны. В приведенной схеме избирательность по зеркальному каналу улучшается еще и контуром УВЧ.

Фильтр подавления напряжения промежуточной частоты включен здесь не на входе приемника, а в анодную цепь лампы УВЧ в виде последовательного резонансного контура. Это позволяет избежать нестабильности из-за наводок напряжения промежуточной частоты на ферритовую антенну.

В настоящее время в качестве лампы преобразователя частоты применяют триод-гептод 6И1П.

Для улучшения качества приема на КВ диапазонах высококачественные радиоприемники выпускают с растянутыми КВ диапазонами, а в более дешевых моделях с одним обзорным или полурастянутым диапазонами часто применяется КВ «луна» — схема растяжки в любой точке диапазона.

При настройке радиоприемника общим для всех диапазонов блоком конденсаторов переменной емкости изменение частоты на КВ диапазонах, охватывающих широкую полосу частот, очень велико даже при малом угле поворота ручки настройки. Вследствие этого отыскание нужной станции и точная настройка на нее затруднительны.

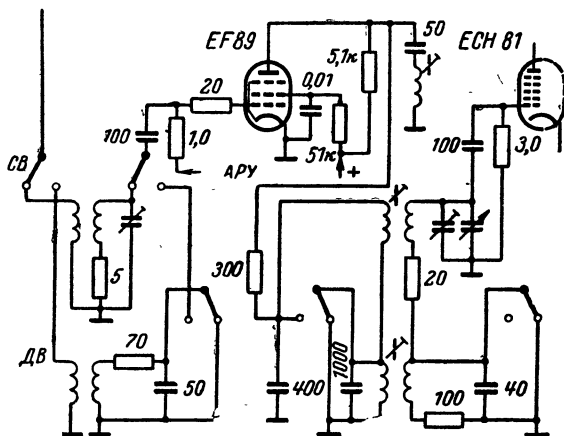


Рис. 19. Схема с одиночным колебательным контуром на входе и резонансным усилителем высокой частоты диапазонов СВ и ДВ.

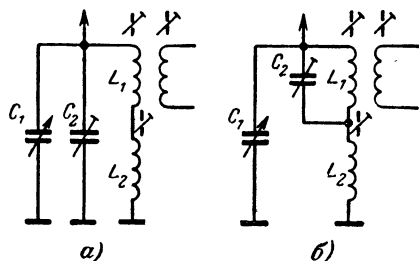


Рис. 20. Схемы КВ «лупы».

а — для низших частот диапазона; б — для высших частот диапазона.

Типовая схема «лупы», позволяющей плавно настраивать приемник в любой точке коротковолнового диапазона, приведена на рис. 20, а. В гетеродинный контур наряду с обычными элементами входит переменная индуктивность L_2 . Грубая настройка по диапазону ведется конденсатором переменной емкости C_1 , а катушка L_2

служит для плавной подстройки. Конструктивно переменную индуктивность L_2 выполняют в виде катушки с перемещающимся сердечником или в виде двух индуктивно связанных катушек. Для регулировки обычно используют ручку настройки УКВ диапазона, а иногда предусматривают отдельную ручку.

С увеличением частоты степень «растяжки», получаемой схемой на рис. 20, а, уменьшается. В этом случае целесообразно применить схему (рис. 20, б), в которой относительное влияние индуктивности L_2 на настройку гетеродина убывает с приближением к высокочастотному концу диапазона. Заводская регулировка подстрочника C_2 производится при минимальной емкости конденсатора C_1 , и резонансная частота контура L_1C_2 оказывается вблизи высокочастотного конца диапазона.

КВ «лупа» позволяет избежать помех из-за неточной настройки на принимаемую станцию и реализовать избирательность радиоприемника.

Современные радиоприемники выпускают с клавишными переключателями диапазонов, достоинство которых заключается в том, что они позволяют значительно более разнообразить возможности коммутации. Клавишный переключатель упрощает обслуживание приемника, позволяя непосредственно включать нужный диапазон, благодаря чему срок его службы увеличивается.

Глава третья

УСИЛИТЕЛИ ПРОМЕЖУТОЧНОЙ ЧАСТОТЫ И ДЕТЕКТОРЫ

8. ОБЩИЕ ВОПРОСЫ ПОСТРОЕНИЯ УПЧ

Усилитель промежуточной частоты определяет избирательность по соседнему каналу и чувствительность, поэтому особенно интересно рассмотреть работы по дальнейшему усовершенствованию схем и конструкций УПЧ.

Усилитель промежуточной частоты выполняют, как правило, на высокочастотных пентодах с полосовыми фильтрами в качестве анодной нагрузки. Триоды здесь не применяют из-за большой проходной емкости анод — сетка и связанной с этим необходимостью нейтрализации. Правда, при высокой промежуточной частоте ЧМ тракта (6,75; 8,4 или 10,7 Мгц) иногда вводят нейтрализацию и в пентодных каскадах.

Характерные для УПЧ полосовые фильтры выполняют в различных вариантах, начиная с двухконтурного и кончая четырехконтурным балансным фильтром сосредоточенной селекции. Такие фильтры позволяют одновременно удовлетворять противоречивым требованиям высокой избирательности, с одной стороны, и необходимой ширины полосы пропускания — с другой.

Е большинстве радиоприемников, выпускаемых промышленностью, наряду с диапазонами ДВ, СВ и КВ имеется также диапазон УКВ. В первых образцах таких приемников тракт промежуточ-

ной частоты при переходе с диапазонов ДВ, СВ и КВ (АМ) на диапазон УКВ (ЧМ) коммутировался одновременно с высокочастотной частью схемы. Однако благодаря большой разности промежуточных частот оказалось возможным последовательное включение контуров фильтров промежуточной частоты АМ и ЧМ. При этом контур промежуточной частоты АМ тракта для частот 8,4 или 10,7 Мгц прак-

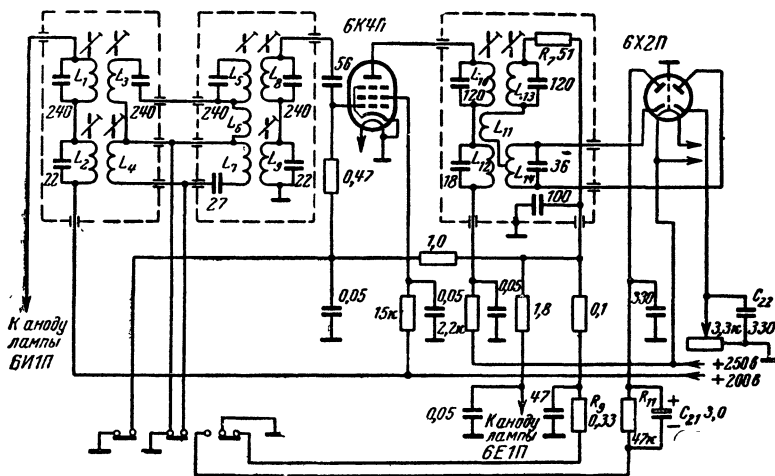


Рис. 21. Схема усилителя промежуточной частоты и детектора.

тически представляет собой короткое замыкание. Соответственно катушка контура промежуточной частоты ЧМ тракта представляет собой короткое замыкание для токов частоты 465 кгц.

Последовательное включение контуров позволяет использовать одни и те же лампы в УПЧ обоих трактов, не усложняя переключателя диапазонов. Оно позволяет также значительно упростить конструкцию и монтаж приемника, уменьшить габариты фильтров промежуточной частоты и расход материалов.

Как видно из схемы на рис. 21, контур полосового фильтра промежуточной частоты ЧМ в анодной цепи преобразовательной лампы (гексодная часть 6И1П) замыкается накоротко при работе на диапазонах АМ. Это необходимо предусмотреть в связи с тем, что контуры промежуточной частоты ЧМ могут представлять собой сравнительно большое сопротивление для напряжения гетеродина (основной частоты на диапазоне КВ и его гармоник на диапазонах СВ и ДВ). В случае, если напряжение гетеродина попадет в усилительный тракт, оно может вызвать нарушение приема в отдельных точках диапазона из-за запираания тракта.

Порядок включения контуров промежуточной частоты АМ и ЧМ не имеет принципиального значения. Однако рекомендуется к электродам лампы (к аноду предшествующей лампы и к сетке последующей) непосредственно подключить контуры ЧМ. Дело в том, что

между контурными катушками фильтров промежуточной частоты существует паразитная емкость, которая в фильтрах АМ значительно больше, чем в фильтрах ЧМ. Так как паразитная емкость между катушками, подключенными непосредственно к электродам лампы, служит одновременно емкостью связи для последовательно включенных с ними контуров второго фильтра промежуточной частоты, указанный порядок включения позволяет получить минимальную взаимозависимость между параметрами фильтров АМ и ЧМ. При конструировании комбинированных фильтров ПЧ влияние этих паразитных емкостей связи необходимо учитывать.

В катушках промежуточной частоты, так же как и в высокочастотных катушках, применяют ферритовые сердечники. В катушках с карбонильными сердечниками добротность определяется в большой мере диэлектрическими потерями в обмотке. Значительно повысить добротность катушки можно путем уменьшения междувитковой емкости, что связано с возрастанием размеров катушки, или путем применения более дорогого провода с высококачественной изоляцией, или же путем уменьшения числа витков. Последняя возможность и используется благодаря ферритовым цилиндрическим сердечникам, эффективная магнитная проницаемость которых значительно выше, чем у карбонильных сердечников. Ферритовые сердечники позволяют также в несколько раз уменьшить габариты и вес катушки, а следовательно, и фильтров промежуточной частоты в целом.

Недостаток катушек с ферритовыми сердечниками заключается в резкой зависимости связи между контурами от положения сердечника. Кроме того, температурная и амплитудная стабильность феррита значительно меньше, чем у карбонильного железа.

К современным приемникам предъявляют очень высокие требования избирательности по соседнему каналу из-за большого количества работающих радиостанций. Достаточно указать, что на средневолновом диапазоне количество радиостанций, работающих только в Европе, составляет более 600 вместо допустимых 120 по международным нормам (из расчета полосы частот 9 кГц на один передатчик).

Требованию высокой избирательности противоречит стремление получить достаточно широкую полосу пропускания усилителя промежуточной частоты. Для того чтобы принимать весь спектр колебаний, излучаемых передатчиком, ширина полосы пропускания приемника должна составлять 8—12 кГц. Но в условиях большой уплотненности радиочастотного диапазона использовать столь широкую полосу удается лишь в дневные часы или при приеме мощных и близких радиостанций. В вечернее же и ночное время, когда количество работающих станций увеличивается и прохождение радиоволн (в диапазоне СВ) улучшается, полоса пропускания должна быть узкой, чтобы иметь возможность избавиться от мешающих сигналов. Узкая полоса пропускания желательна также в случае приема слабой станции для улучшения отношения сигнал/шум.

Компромиссное решение этой проблемы представляет собой УПЧ с переменной полосой пропускания. Минимальная полоса при этом выбирается равной 3—4 кГц, а максимальная 10—14 кГц. Такую регулировку обычно осуществляют одновременно с регулировкой высших звуковых частот в усилителе низкой частоты.

Ширину полосы пропускания чаще всего регулируют путем изменения расстояния между контурными катушками.

Связь и ширину полосы пропускания в фильтрах промежуточной частоты иногда регулируют также путем вращения контурной катушки или изменением емкости конденсатора связи.

В лучших моделях промышленных приемников избирательность на узкой полосе (при расстройке ± 10 кГц) составляет 70—80 дБ и более. В массовых приемниках с 5—6 контурами промежуточной частоты АМ избирательность не превышает 50—60 дБ.

Несколько лет назад вопрос об избирательности в УКВ диапазоне в связи с ограниченным радиусом действия передатчика был не очень актуален. Однако число УКВ станций продолжает увеличиваться очень быстрыми темпами, поэтому в настоящее время принято расстояние между каналами в УКВ диапазоне 120 кГц, что привело к значительному повышению требований к избирательности.

Стандартная схема приемников невысокого качества содержит, помимо УКВ блока, шесть контуров промежуточной частоты ЧМ, дающих избирательность порядка 35 дБ. В приемниках более высокого класса количество контуров промежуточной частоты ЧМ увеличивается до 8—10, что дает избирательность 50 дБ и более.

В первые годы выпуска приемников с УКВ диапазоном ширина полосы пропускания по ЧМ тракту выбиралась с учетом температурной нестабильности гетеродина не менее 200 кГц. Оказалось, что при эффективном амплитудном ограничении нелинейные искажения, возникающие в УПЧ с полосой пропускания даже 120 кГц, незначительны по сравнению с искажениями в усилителе низкой частоты при достаточно высокой стабильности частоты гетеродина.

Сужение полосы пропускания тракта ЧМ позволяет повысить избирательность полосовых фильтров как путем применения катушек с более высокой добротностью (до 120—140), так и путем перехода на более низкую промежуточную частоту (6,5 или 6,75 МГц). При критической связи между контурами и одинаковой добротности контуров избирательность возрастает пропорционально квадрату уменьшения промежуточной частоты; ширина полосы уменьшается, а усиление увеличивается прямо пропорционально уменьшению частоты. Измерения восьмиконтурного тракта промежуточной частоты ЧМ показали, что при переходе с промежуточной частоты, равной 10,7 МГц, на частоту 6,75 МГц избирательность увеличилась в 5 раз (с 46 до 60 дБ), усиление — в 3 раза, а ширина полосы уменьшилась лишь со 125 до 110 кГц.

Уменьшение промежуточной частоты связано и с некоторыми недостатками. Для того чтобы избежать при этом ухудшения избирательности по зеркальному каналу, необходимо на входе УКВ блока применять настраиваемый контур. Несколько увеличивается также опасность взаимных помех между близко расположенными приемниками. Действительно, при используемом у нас для вещания диапазоне частот 65,8—73 МГц частота гетеродина при промежуточной частоте 8,4 МГц изменяется в пределах 74,2—81,4 МГц, а при частоте 6,5 МГц она меняется в пределах 72,3—79,5 МГц, т. е. в последнем случае увеличивается возможность создания гетеродином помех соседнему приемнику. Поэтому необходимо обращать особое внимание на максимальное подавление паразитного излучения основной частоты гетеродина.

Выбор промежуточной частоты, равной 6,75 Мгц, не случаен. Учитывая, что разнос частот двух соседних каналов в зарубежном радиовещании на УКВ составляет 300 кгц, частота гетеродина в этом случае всегда (при приеме любой станции) оказывается в середине между какими-либо двумя другими возможными станциями на расстоянии 150 кгц от каждой из них. Благодаря этому опасность создания помехи соседнему приемнику уменьшается до минимума.

9. ТИПЫ ФИЛЬТРОВ

Помимо двухконтурных полосовых фильтров, в усилителях ПЧ применяют многоконтурные фильтры. Фильтры сосредоточенной селекции (ФСС) позволяют разделить усилительные и избирательные

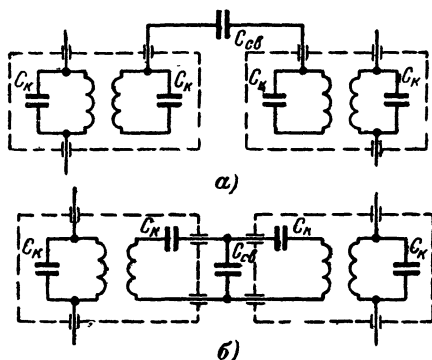


Рис. 22. Схемы емкостной связи в ФСС.

а — внешняя связь; б — внутренняя связь.

свойства УПЧ. В тех случаях, когда имеется достаточный запас усиления, фильтры сосредоточенной селекции позволяют повысить избирательность тракта без увеличения количества каскадов. Так, например, правильно построенный трехконтурный ФСС по своим избирательным свойствам эквивалентен двум двухконтурным фильтрам, включенным в двух каскадах.

Применение ФСС в качестве нагрузки преобразовательного каскада повышает помехоустойчивость приемника. При этом предотвращается попадание мешающих напряжений в последующие каскады и уменьшается опасность появления перекрестной модуляции.

Широко применяемый четырехконтурный ФСС состоит из двух обычных двухконтурных фильтров, расположенных в отдельных экранах (чтобы исключить паразитную связь между ними). Каждый из двухконтурных фильтров в отдельности никаких особенностей не имеет. Связь между ними выбирается критической или несколько ниже критической.

На рис. 22, а показан вариант с внешней, а на рис. 22, б — с внутренней емкостной связью. Для получения критической связи

между обеими двухконтурными системами в первом случае емкость конденсатора связи $C_{св}$ берут небольшой, а во втором случае — емкость конденсатора $C_{св}$ должна быть значительно большей ($C_{св} = C_k Q$ где C_k — емкость контура, а Q — добротность контура); значение ее менее критично при наладке схемы. Помимо этого, во втором случае на конденсаторе $C_{св}$ имеется в отличие от схемы с внешней связью лишь небольшая часть напряжения промежуточной частоты, что более выгодно с точки зрения стабильности схемы.

В случае критической или ниже критической связи контуры настраивают на максимум выходного напряжения. При связи больше критической каждый из контуров настраивают после предварительной расстройки другого.

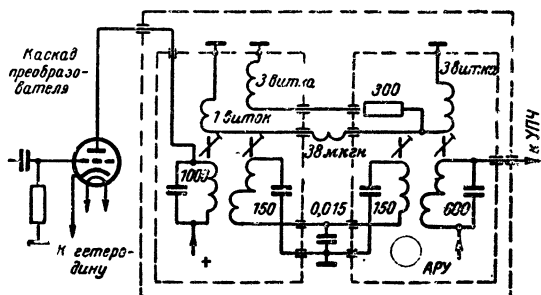


Рис. 23. Схема четырехконтурного полосового фильтра с нулевыми точками.

В приведенной на рис. 21 схеме усилителя промежуточной частоты с четырехконтурным фильтром в тракте АМ и трехконтурным фильтром в тракте ЧМ связь между звеньями фильтров, расположенными в двух отдельных экранах, осуществляется с помощью одного витка связи как в тракте АМ (L_6), так и в тракте ЧМ (L_7). Это позволяет сэкономить по одному конденсатору в каждом случае. Четырехконтурный фильтр АМ тракта имеет переменную полосу пропускания от 6—8 до 12—16 кГц, плавно регулируемую изменением расстояния между катушками от 26 до 17 мм. Усиление каскада по АМ тракту — около 20, а по ЧМ тракту — около 30. Общая ширина полосы пропускания по промежуточной частоте АМ тракта изменяется от 3,5—4 до 9—10 кГц; по ЧМ тракту она составляет около 140 кГц, а избирательность получается соответственно 56—66 и 40—46 дБ.

Значительно лучшие результаты по избирательности дают полосовые фильтры с «нулевыми» точками или балансные ФСС. От обычных фильтров сосредоточенной селекции они отличаются видом связи между контурами.

Полосовые фильтры с «нулевыми» точками могут строиться из различного числа контуров (двух, трех, четырех). В усилителях ПЧ радиовещательных приемников применяют четырехконтурные фильтры (рис. 23), все контуры которых настраивают на среднюю частоту полосы пропускания. Связь первого контура со вторым

и третьего с четвертым — индуктивная, а второго контура с третьим — емкостная. Дополнительную связь первого и второго контуров с четвертым выбирают такой, чтобы на двух симметричных относительно середины полосы пропускания частотах получалась полная компенсация активной и реактивной составляющих напряжения на сетке последующей лампы, нагружающей выход фильтра. В этих «нулевых» точках теоретически получается бесконечное большое затухание (рис. 24). Крутизна скатов резонансной кривой резко увеличивается по сравнению с резонансной кривой полосового фильтра без нулевых точек, но форма ее в области полосы пропускания заметно не изменяется. Частоты, соответствующие нулевым точкам, выбирают равными несущим частотам соседних каналов (455 и 475 кГц в диапазонах ДВ, СВ и КВ).

Полосовой фильтр с нулевыми точками, как и ФСС, обычно включают в анодную цепь преобразовательной лампы. Благодаря двухконтурным фильтрам в последующих каскадах подъем резонансной кривой за пределами нулевых точек незначителен. Избирательность приемника в нулевых точках достигает 85—90 дБ.

При регулировке ширины полосы нулевые точки соответственно сближаются или раздвигаются, но их симметричное положение сохраняется. При этом можно выбрать ширину полосы такой, чтобы максимально подавить помеху определенной частоты, настроив на нее нулевые точки.

Применение этих фильтров в радиоприемниках массового производства несколько затрудняется из-за сложности их регулировки.

Эффективный метод повышения чувствительности и избирательности приемников на УКВ диапазоне представляют собой каскады промежуточной частоты ЧМ с двойной нейтрализацией и компенсацией затухания сеточного контура, так называемые «Q-умножители».

В двухкаскадном усилителе промежуточной частоты ЧМ тракта нелегко получить требуемое усиление, сохраняя в то же время достаточную стабильность схемы, так как максимально допустимое усиление каскада ограничивается обратной связью через проходную емкость лампы $C_{a.c}$. Несмотря на то, что в пентодах, применяемых в УПЧ, емкость $C_{a.c}$ очень мала (у 6К4П она равна 0,0035 пф), обратная связь через нее может привести к искажению резонансной характеристики или вызвать нестабильную работу усилителя ЧМ тракта.

Путем нейтрализации емкости анод—сетка можно добиться уменьшения ее до 10% первоначальной величины. В усилителях ПЧ чаще всего применяют схемы нейтрализации по экранирующей сетке (в триодных усилителях предпочитают сеточную нейтрализацию). Эти схемы сравнительно просты и не требуют отвода от резонансного контура.

На рис. 25 приведен один из вариантов схемы нейтрализации с обозначением паразитных емкостей. Баланс моста нейтрализации получится при $C_{a.c}C_{э.к} = C_{э.c}C_{a.к}$, где $C_{a.к}$ — сумма емкости монтажа и выходной емкости лампы. Таким образом, в данном случае емкость блокировочного конденсатора $C_{э.к}$ не следует выбирать предельно большой. Она определяется из приведенного условия баланса и может быть уточнена экспериментально.

Однако на практике максимально допустимое для нейтрализованного каскада усиление не может быть реализовано из-за разброса параметров ламп. При смене лампы равновесие моста нейтрали-

зации может резко нарушиться и тогда наступит самовозбуждение каскада.

Разработанный одной из западногерманских фирм Q-умножитель основан на идее выбора таких параметров канала промежуточной частоты, при которых усиление достигает оптимальной с точки зрения стабильности величины с учетом возможных разбросов параметров лампы. Этого можно добиться при определенной средней добротности анодного и сеточного контуров (порядка 80).

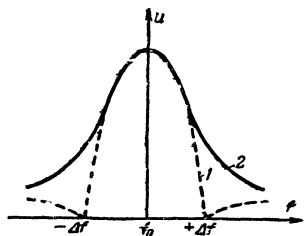


Рис. 24. Резонансные кривые фильтра с нулевыми точками (1) и без нулевых точек (2).

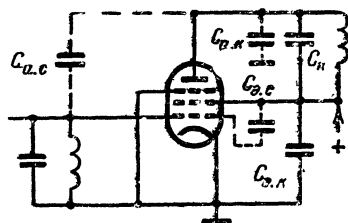


Рис. 25. Схема нейтрализации проходной емкости пентода в каскаде УПЧ.

Однако такую добротность практически трудно получить. Например, в последнем каскаде УПЧ ЧМ добротность анодного контура не должна быть большой ради получения достаточной ширины полосы пропускания. В то же время добротность сеточного контура может оказаться недостаточной для получения средней добротности из-за сеточного тока лампы, работающей в режиме ограничения.

Повышение добротности сеточного контура путем применения катушки лучшего качества требует больших затрат и малоэффективно. Более действенное средство заключается в компенсации затухания сеточного контура при помощи положительной обратной связи. Чтобы избежать опасных фазовых сдвигов, для положительной обратной связи используют переменный ток экранирующей сетки, фаза которого совпадает с фазой напряжения на управляющей сетке. Но через внешнюю цепь экранирующей сетки протекает и ток, обусловленный емкостью анод — экранирующая сетка. Вследствие емкостного характера цепи на частоте настройки этот ток сдвинут на 90° по отношению к току экранирующей сетки. Вместе с фазовыми сдвигами в анодном колебательном контуре, который входит в цепь обратной связи, это приводит к несимметричности резонансной кривой. Поэтому компенсировать затухание сеточного контура следует в каскаде ПЧ ЧМ с двойной нейтрализацией (рис. 26). Здесь проходная емкость $C_{a.c}$ нейтрализуется конденсатором $C_{п1}$, а емкость анод — экранирующая сетка — конденсатором $C_{п2}$. Схема нейтрализации выполнена в виде двойного моста, для которого должны выполняться условия: $C_{a.c}C_5 = C_{п1}C_4$ и $C_{a.з}C_5 = C_{п2}C_1$.

Положительная обратная связь введена при помощи емкостной трехточечной схемы. Конденсатор C_3 служит для разделения управляющей и экранирующей сеток по постоянному току, а также образует вместе с резистором R_1 ограничительную цепочку. Коэффициент

обратной связи определяется отношением емкостей конденсаторов C_1 и C_2 . Емкость C_4 представляет собой сумму выходной емкости лампы и емкости монтажа, а конденсатор C_5 — блокировочный.

Схема с двойной нейтрализацией и компенсацией затухания сеточного контура позволяет получить с двухкаскадным УПЧ почти такие же усиления и избирательность, как с обычными трехкаскадными УПЧ.

Другая возможная схема компенсации затухания сеточного контура ведущей лампы частотного детектора приведена на рис. 27. Положительная обратная связь в этом каскаде с нейтрализацией по экранирующей сетке осуществляется за счет катодного тока. Глубину обратной связи устанавливают такой, чтобы при малых сигналах получилось дополнительное увеличение усиления в 2 раза с соответствующим увеличением избирательности. При больших сигналах усиление каскада уменьшается, так как ограничительная RC -цепочка вызывает сдвиг рабочей точки, в результате чего изменяется и глубина обратной связи. Благодаря возрастающему при больших сигналах затуханию, вносимому в контур лампой, увеличивается ширина полосы пропускания, что желательно при приеме мощных станций.

Использование этих схем в промышленных приемниках массового производства затруднено из-за сложности их регулировки.

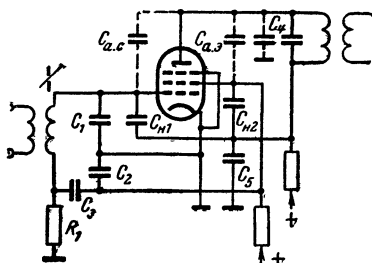


Рис. 26. Схема каскада УПЧ ЧМ тракта с двойной нейтрализацией и положительной обратной связью по току экранирующей сетки.

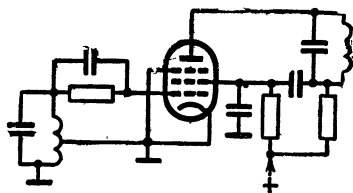


Рис. 27. Схема каскада промежуточной частоты ЧМ тракта с положительной обратной связью.

10. ДЕТЕКТОРЫ ЧМ СИГНАЛОВ

К числу наиболее важных требований, предъявляемых к частотному детектору, относятся отсутствие нелинейных искажений в полосе пропускания, высокая чувствительность и подавление паразитной (сопутствующей) амплитудной модуляции ЧМ сигнала. Чувствительность частотного детектора характеризуется отношением низкочастотного напряжения на его выходе к напряжению промежуточной частоты на входе. Под подавлением паразитной АМ подразумевают независимость низкочастотного напряжения на выходе детектора от кратковременных изменений амплитуды поступающего на него ЧМ напряжения.

Известен ряд схем частотных детекторов: с расстроенным контуром, с двумя расстроенными контурами, гетеродинный детектор, фазовый дискриминатор, детектор отношений и др.

Работа всех этих схем основана на принципе преобразования частотно-модулированных колебаний в амплитудно-модулированные. Наиболее наглядно этот принцип виден в простейшей схеме с одним расстроенным контуром. Частоту настройки колебательного контура выбирают такой, чтобы несущая частота ЧМ колебаний оказалась

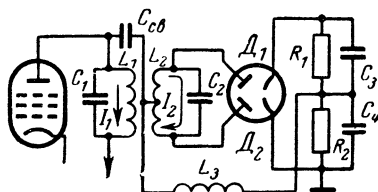


Рис. 28. Схема фазового дискриминатора.

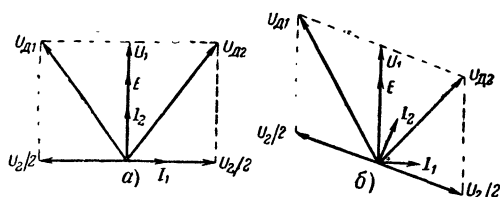


Рис. 29. Векторные диаграммы фазового дискриминатора.

a — при равенстве частот сигнала и настройки контуров; *б* — при частоте сигнала выше частоты настройки контуров.

в середине одного из скатов его резонансной характеристики. При этом коэффициент передачи контура будет изменяться с изменением частоты поступающего на него напряжения. Полученное таким путем напряжение с амплитудной модуляцией детектируется обычным методом.

Наиболее широкое применение в радиовещательных приемниках нашли схемы фазового дискриминатора и детектора отношений. Несмотря на схемные различия, принципы работы этих детекторов имеют много общего.

Схема фазового дискриминатора приведена на рис. 28. Оба резонансных контура настроены на промежуточную частоту f_0 ЧМ тракта. К каждому из диодов поступает напряжение, равное сумме напряжения на контуре L_1C_1 и половины напряжения на контуре L_2C_2 . В случае, когда частота сигнала равна частоте настройки контуров, справедлива векторная диаграмма, показанная на рис. 29, *a*.

Действительно, ток I_1 отстает по фазе от напряжения U_1 на 90° . Электродвижущая сила E , наводимая во вторичном контуре, опережает ток I_1 на 90° , ток I_2 совпадает по фазе с э. д. с. E , а напряжение U_2 на контуре сдвинуто по отношению к току I_2 на 90° . Так как напряжения на концах контура сдвинуты между собой по фазе на 180° , напряжения $U_{2/2}$ имеют относительно напряжений U_1 сдвиг $\pm 90^\circ$. Векторы суммарных напряжений U_{d1} и U_{d2} в этом случае равны по величине. Напряжение U_{d1} выпрямляется одним диодом, а напряжение U_{d2} — другим. При одинаковых характеристиках диодов и одинаковых нагрузках выпрямленные напряжения равны. Как видно из схемы на рис. 28, напряжения на конденсаторах C_3 и C_4 имеют противоположные полярности и результирующее напряжение $U_{\text{вых}}=0$.

Когда частота сигнала не равна частоте настройки контуров, фаза напряжения $U_{2/2}$ меняется, в то время как фаза напряжения U_1 остается неизменной. Для случая, когда частота сигнала больше частоты f_0 , справедлива векторная диаграмма, показанная на рис. 29, б. Ток I_2 отстает по фазе от э. д. с. E (вследствие того, что сопротивление последовательной цепи контура имеет при этом индуктивный характер) на какой-то угол. Из диаграммы видно, что U_{d1} больше U_{d2} и на выходе фазового дискриминатора получается положительное напряжение. Ради упрощения построения предполагается, что величины U_1 и $U_{2/2}$ не уменьшаются при данной расстройке в пределах полосы пропускания УПЧ.

Характеристика фазового дискриминатора, часто называемая S-образной кривой, приведена на рис. 30. На частоте сигнала, равной частоте настройки контуров, она проходит через нуль; с увеличением расстройки в обе стороны выходное напряжение сначала увеличивается, а затем уменьшается вследствие ограниченной полосы пропускания резонансной системы.

Фазовый дискриминатор реагирует не только на изменения частоты сигнала, но и на изменение его амплитуды. Действительно, если под воздействием помехи изменятся величины U_1 и U_2 , то соответственно изменится и выходное напряжение детектора. Только на частоте точной настройки в соответствии с принципом своей работы он в любом случае даст на выходе нуль. Поэтому фазовый дискриминатор применяют обычно в сочетании с ограничительным каскадом.

В отличие от фазового дискриминатора детектор отношений выполняет одновременно две функции: детектирование и подавление паразитной амплитудной модуляции.

На практике находит применение как схема симметричного (рис. 31), так и схема несимметричного детектора отношений (см. рис. 35). Сравнивая схему на рис. 31 со схемой фазового дискриминатора (рис. 28), легко установить схемные различия между ними. В схеме дробного детектора прежде всего обращают на себя внимание последовательное включение диодов, а также электроли-

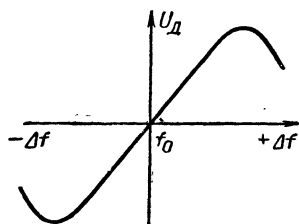


Рис. 30. S-образная кривая фазового дискриминатора.

тический конденсатор большой емкости C_3 . Последовательно с диодами включены балансные (симметрирующие) резисторы R_{61} и R_{62} . С точек схемы 1 и 2 снимается выходное напряжение низкой частоты. Замена разделительного конденсатора и блокировочного дросселя обмоткой связи L_3 в схеме дискриминатора не имеет принципиального значения. Схему с обмоткой связи применяют чаще, так как она позволяет сэкономить один конденсатор.

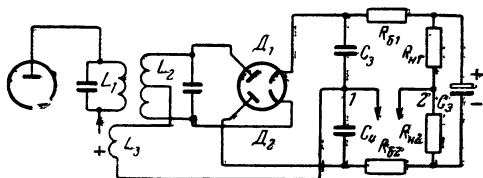


Рис. 31. Схема симметричного детектора отношений.

Схема детектора отношений в отличие от дискриминатора всегда выполняется с обмоткой связи L_3 , служащей не только для введения напряжения первичного контура во вторичную цепь, но и для согласования низкоомного

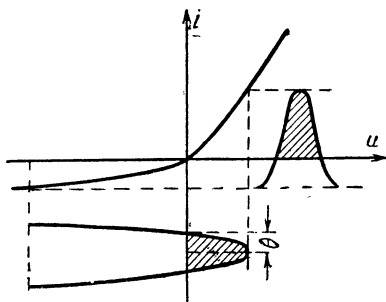


Рис. 32. К пояснению подавления паразитной амплитудной модуляции.

входа детекторной схемы, обусловленного небольшим сопротивлением нагрузки, с высокоомным выходом предыдущей лампы.

Преобразование частотно-модулированных колебаний в амплитудно-модулированные происходит в фазовращающем трансформаторе точно так же, как и в фазовом дискриминаторе. Поэтому векторные построения на рис. 29 приложимы и к данному случаю. Но благодаря последовательному включению диодов полярности заряда конденсаторов

C_3 и C_4 таковы, что напряжения из них складываются, а не вычитаются. Напряжение на электролитическом конденсаторе C_3 равно сумме напряжений на конденсаторах C_3 и C_4 . Вследствие большой постоянной времени цепи заряда электролитического конденсатора напряжение на нем сохраняется постоянным и не меняется в такт с модуляцией или кратковременными изменениями уровня ЧМ сигнала под воздействием помех.

Так как сопротивления резисторов нагрузки $R_{н1}$ и $R_{н2}$ равны, то они делят напряжение на электролитическом конденсаторе U_{C3} пополам. При частоте сигнала, равной частоте настройки контуров,

конденсаторы C_3 и C_4 также заряжаются до одинаковых напряжений, равных половине U_{C_3} . В этом случае напряжение на выходе детектора между точками 1 и 2 равно нулю. В процессе изменения частоты сигнала потенциал точки 2 остается постоянным, в то время как напряжения на конденсаторах C_3 и C_4 изменяются в соответствии с векторной диаграммой на рис. 29. Между точками 1 и 2 снимается напряжение звуковой частоты.

Нелинейные искажения, возникающие в процессе детектирования, достаточно малы, если прямолинейный участок S-образной кривой не уже удвоенной девиации частоты. По принятому в СССР стандарту максимальная девиация составляет ± 50 кГц. Необходимо также считаться с возможностью ухода частоты гетеродина (20—80 кГц). Таким образом, ширина линейного участка S-образной кривой должна быть не меньше 150—200 кГц, что противоречит ранее

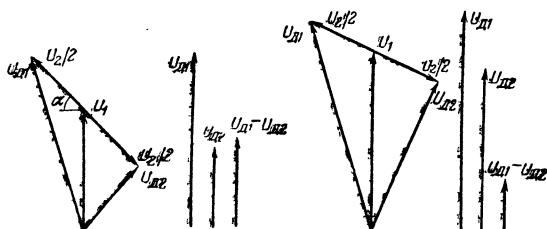


Рис. 33. Векторные диаграммы, поясняющие подавление паразитной амплитудной модуляции

приведенным цифрам 110—120 кГц. Однако никакого противоречия здесь нет, так как линейный участок динамической S-образной кривой примерно в 1,5 раза больше, чем у статической, а цифры 110—120 кГц, как это обычно принято, относятся к статической характеристике.

Для понимания процесса подавления паразитной АМ в детекторе отношений рассмотрим кривые на рис. 32.

Постоянное напряжение, устанавливающееся на электролитическом конденсаторе C_3 под воздействием ЧМ сигнала, смещает рабочie точки обоих диодов на напряжение U_{C_3} . Этим напряжением начального смещения определяются угол отсечки θ и пиковое значение тока каждого из диодов в полупериод пропускания. Приведенное внутреннее сопротивление диода R_i' , обратно пропорциональное крутизне его вольт-амперной характеристики, вместе с сопротивлением резисторов R_6 и R_H шунтирует вторичный контур. При этом уменьшаются эффективные добротности вторичного и первичного контуров, а также коэффициент передачи напряжения и фазовый угол во вторичном контуре.

При быстрых изменениях амплитуды ЧМ колебаний напряжение U_{C_3} не успевает измениться, схема работает в режиме с постоянным смещением, угол отсечки и шунтирующее действие цепочки $R_i'R_6R_H$ изменяются. Например, при увеличении амплитуды ЧМ

сигнала угол отсечки θ увеличивается, а R'_i и коэффициент передачи детектора уменьшаются. Векторы U_1 и $U_2/2$, следовательно, увеличатся не пропорционально увеличению амплитуды сигнала, а в меньшей мере.

Кроме того, из-за уменьшения добротности уменьшится при данной частоте расстройки фазовый угол между э. д. с. E и током I_2 во вторичном контуре и соответствующий поворот векторной диаграммы приведет к уменьшению разности между величинами результирующих векторов напряжений U_{d1} и U_{d2} (рис. 33).

Возможно построить схему детектора отношений таким образом, что вследствие рассмотренных причин напряжение на его выходе не только не будет увеличиваться с ростом амплитуды ЧМ сигнала на входе, но будет даже уменьшаться (режим переограничения). Явление переограничения столь же нежелательно, как и недоограничение, ибо и в том и в другом случаях на выход детектора попадает напряжение помехи. Элементы схемы необходимо выбирать так, чтобы выходное низкочастотное напряжение было независимо от изменения амплитуды ЧМ колебаний.

Из изложенного вытекает, что степень подавления паразитной АМ зависит от пределов изменений добротности вторичного контура, а эти пределы в свою очередь определяются начальной добротностью контура и значением шунтирующих сопротивлений. С точки зрения наилучшего подавления паразитной АМ желательно, чтобы начальная добротность была возможно большей. Однако увеличение добротности вторичного контура приводит к уменьшению линейного участка S-образной характеристики, и рекомендуемое значение добротности составляет 60—90.

Для того чтобы добротность контура изменялась в достаточных пределах с изменением амплитуды входного сигнала, сопротивление резисторов R_{n1} и R_{n2} желательно выбирать по 5—10 ком. Увеличение сопротивления этих резисторов повышает чувствительность дробного детектора, но ухудшает подавление паразитной АМ.

Наконец, важную роль играет приведенное внутреннее сопротивление диодов, зависящее от угла отсечки и крутизны вольт-амперной характеристики. В силу самого принципа работы дробного детектора необходимым условием эффективного подавления паразитной АМ является симметричность обеих выпрямляющих цепей. Между тем известно, что вольт-амперные характеристики диодов, особенно полупроводниковых, имеют заметные разбросы, а это может привести к неполному подавлению паразитной АМ. То же самое может получиться и при неодинаковых сопротивлениях резисторов R_{n1} и R_{n2} .

Для симметрирования схемы вводится балансный резистор R_{b1} . Сопротивление его подбирается таким, чтобы получить максимальное подавление на несущей (промежуточной) частоте f_0 при величине ЧМ сигнала, соответствующей номинальной чувствительности приемника. При других уровнях ЧМ сигнала из-за различного хода характеристик диодов баланс несколько нарушается и подавление ухудшается. Так как с изменением частоты сигнала изменяются значения результирующих напряжений, приложенные к каждому из диодов, то и в полосе пропускания подавление хуже, чем на центральной частоте. Для лучшего подавления паразитной АМ в полосе частот в некоторых схемах применяется второй балансный резистор

R_{62} . Им устанавливается оптимальное отношение суммы сопротивлений $R_{61} + R_{62}$, не блокированных электролитическим конденсатором, к общей величине нагрузки детектора $R_{H1} + R_{H2} + R_{61} + R_{62}$.

Для упрощения регулировки схемы в качестве R_{61} и R_{62} часто используются подстроечные резисторы.

Дробный детектор способен подавать паразитную амплитудную модуляцию в полосе пропускания ± 50 кГц на 20—30 дБ. Это меньше, чем можно получить от фазового дискриминатора с ограничительным каскадом (30—40 дБ), но в сочетании с другими мерами по подавлению приемник с дробным детектором в большинстве случаев удовлетворяет предъявляемым к нему требованиям.

Важным достоинством дробного детектора является то, что он нормально работает и обеспечивает подавление паразитной АМ уже при напряжении 30—50 мВ на сетке ведущей лампы, в то время как для работы ограничителя на его вход необходимо подавать напряжение 2—3 в.

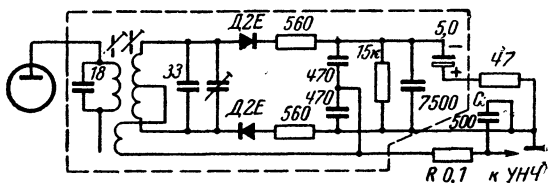


Рис. 34. Схема детектора отношений на полупроводниковых диодах.

Коэффициент передачи дробного детектора в несколько раз меньше, чем у фазового дискриминатора. Объясняется это принципиальной особенностью схемы, из-за которой выходное низкочастотное напряжение в 2 раза меньше, чем у фазового дискриминатора, а также небольшим значением нагрузочных сопротивлений.

Недостаток детектора отношений по сравнению с дискриминатором заключается в большей зависимости его параметров от допусков на элементы схемы и более сложной регулировке.

Напряжение электролитического конденсатора, изменяющееся вместе с медленными колебаниями уровня ЧМ сигнала, может быть использовано для АРУ и индикации настройки.

На рис. 34 приведена схема несимметричного детектора отношений, выполненного на полупроводниковых диодах. Несимметричная схема детектора применяется чаще, так как при меньших затратах она позволяет получить те же параметры, что и с симметричной схемой. Благодаря своим малым габаритам и отсутствию накала диоды могут быть размещены вместе с другими элементами схемы в общем замкнутом экране. При этом детектор представляет собой электрически законченный узел и может быть предварительно отрегулирован. Общий экран предотвращает излучение колебаний промежуточной частоты и особенно ее гармоники, которые при попадании на вход приемника вызывают свисты.

Меньший коэффициент передачи детектора отношений на полупроводниковых диодах по сравнению с ламповым часто не имеет

большого значения, так как чувствительность усилителя низкой частоты, требуемая для воспроизведения грампластинок, обычно достаточно велика. Однако разбросы параметров, свойственные полупроводниковым диодам, вынуждают подбирать их попарно. Необходимо также считаться с температурной и амплитудной нестабильностью полупроводниковых диодов.

В схеме на рис. 34 катушка вторичного контура, намотанная на каркасе длиной 15 мм, имеет сердечник длиной 6 мм. Этот сердечник позволяет легко и плавно симметризовать схему для получения оптимального подавления паразитной АМ, не влияя заметно на настройку контура. Настройка контура на промежуточную частоту осуществляется подстроечным конденсатором. Сопротивление 47 Ом, включенное последовательно с электролитическим конденсатором, служит для измерений в процессе регулировки. Цепочка RC служит для коррекции предискажений в УКВ ЧМ передатчике.

В отечественных АМ/ЧМ радиовещательных приемниках применяется схема «комбинированного» детектора (см. рис. 21). В этой схеме один из диодов детектора отношений используется и для детектирования АМ сигнала в диапазонах ДВ, СВ и КВ. При включении одного из диапазонов АМ цепь нагрузки детектора отношений $R_{11}C_{21}$ разрывается, а резистор R_9 заземляется. Получается обычная схема детектора АМ, так как сопротивление катушек L_{11} и L_{14} , а также конденсатора C_{22} пренебрежимо мало на частоте 465 кГц. В диапазоне УКВ, наоборот, обрывается цепь детектирования АМ и образуется схема несимметричного детектора отношений.

Преимущество такой схемы заключается в том, что преобразование ее при переходе с приема АМ сигналов на ЧМ и обратно не требует коммутации высокочастотных цепей. Резистор R_7 служит в ней для подавления резонансных свойств катушки L_{11} и линеаризации характеристики детектора. Подавление паразитной АМ в большой мере определяется коэффициентом связи между катушками L_{11} и L_{12} , который практически выбирают равным единице.

11. СХЕМЫ ОГРАНИЧЕНИЯ И ПОДАВЛЕНИЯ ШУМОВ НА УКВ ДИАПАЗОНЕ

Реализация высокого качества воспроизведения при приеме УКВ ЧМ радиостанций в значительной мере зависит от эффективности борьбы с внешними помехами и собственными шумами приемника и антенны, так как различного рода помехи вызывают паразитную модуляцию сигнала как по амплитуде, так и по частоте. Паразитная частотная модуляция сигнала проявляется во много раз слабее, чем паразитная амплитудная модуляция той же помехой. В диапазоне УКВ в отличие от диапазонов ДВ, СВ и КВ с амплитудной модуляцией можно эффективно подавлять паразитную амплитудную модуляцию.

Подавление паразитной АМ только в детекторе отношений недостаточно. Кроме того, степень подавления в детекторе отношений зависит от частоты паразитной АМ, она будет наибольшей лишь для определенного диапазона уровней сигнала, заметно ухудшаясь при сильных сигналах. Поэтому даже в приемниках с детектором отношений желательно применять схемы ограничения и дополнительного подавления паразитной АМ. В приемниках же с другими

типами детекторов ЧМ сигнала такого рода схемы совершенно необходимы

Ряд мероприятий по борьбе с помехами и шумами на УКВ диапазоне можно рассмотреть на примере упрощенной схемы усилителя ПЧ, приведенной на рис. 35. Подавление очень сильных помех (в частности, импульсных) происходит уже во второй лампе УПЧ \mathcal{L}_1 . Здесь имеет место детектирование напряжения сигнала с паразитной АМ в цепи катод — сетка. Благодаря малой постоянной времени цепочки R_1C_1 сеточное смещение и, следовательно, усиление каскада изменяются в такт с напряжением паразитной АМ, в результате чего происходят демодуляция и подавление помехи. Эффект подавления повышается в связи с тем, что сеточный ток нагружает контур L_kC_k и снижает усиление предыдущего каскада в такт с напряжением помехи.

Лампа \mathcal{L}_1 , так же как и лампа \mathcal{L}_2 , работает в специальном ограничительном режиме с пониженным напряжением (45 в) на экранирующей сетке, при котором анодно-сеточная характеристика лампы сдвигается вправо и тем самым обеспечивается ограничение по анодному току уже сравнительно небольших сигналов.

Дальнейшее подавление помех происходит в следующем каскаде УПЧ и в детекторе отношений, причем действие последнего тем эффективнее, чем ближе уровень сигнала к оптимальной для него величине. На третью сетку лампы \mathcal{L}_2 поступает часть отрицательного напряжения с электролитического конденсатора C_2 . Это напряжение тем больше, чем выше уровень ЧМ сигнала. Изменение отрицательного потенциала третьей сетки лампы влияет на распределение тока между ее анодом и экранирующей сеткой. Увеличение напряжения сигнала приводит к увеличению тока экранирующей сетки и уменьшению анодного тока лампы, вследствие чего уменьшается коэффициент усиления каскада.

Кроме того, из-за увеличения тока экранирующей сетки уменьшается напряжение на ней и вследствие этого увеличивается пространственный заряд в промежутке катод — сетка. Эффективность детектирования в цепи катод — сетка лампы \mathcal{L}_2 повышается, и подавление АМ улучшается (постоянная времени RC-цепочки намного меньше периода колебаний напряжения паразитной модуляции). Одновременно происходит снижение входного сопротивления лампы и усиление предыдущего каскада.

Благодаря большому усилению в этом трехкаскадном усилителе ПЧ и пониженному напряжению экранирующей сетки ограничение по анодному току в последней лампе наступает уже при входном сигнале 5 мкв.

Флуктуационные шумы ламп и пассивных элементов схемы, определяющие реальную чувствительность приемника, особенно неприятно проявляются в виде «шипения» во время перестройки приемника между станциями, когда из-за отсутствия сигнала и, следовательно, напряжения ограничения усиление тракта максимально. Избавиться от этих шумов можно путем автоматической регулировки ширины полосы пропускания. Для этого к низкочастотному выходу дробного детектора подключена частотно-зависимая цепочка из конденсатора C_3 и диода D_1 . На этот диод с делителя R_2R_3 подается положительное напряжение смещения. При этом конденсатор C_3 практически заземлен через диод D_1 и в значительной мере срезает напряжение средних и особенно высших звуковых частот, тем самым

резко уменьшая «шипение» приемника. С появлением сигнала через резистор R_4 на диод с конденсатора C_2 поступает отрицательное напряжение. При достаточно сильном сигнале диод полностью запирается и действие цепочки прекращается.

В приемниках с трехкаскадным УПЧ регулируется также напряжение защитной сетки предпоследней лампы (рис. 36). Лампа λ_1 имеет короткую анодно-сеточную характеристику и работает в

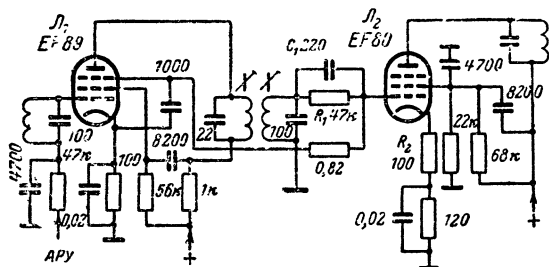


Рис. 36. Схема усилителя ПЧ с ограничением по защитной сетке.

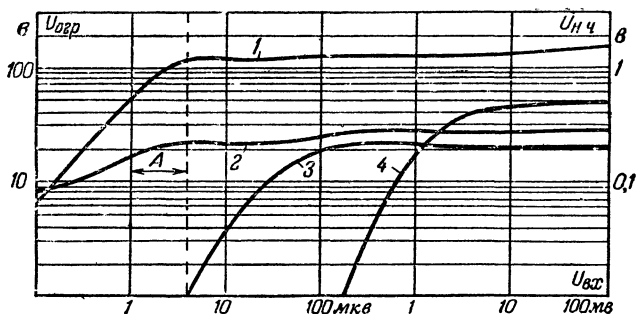


Рис. 37. Кривые ограничения.

1 — зависимость выходного напряжения низкой частоты от уровня входного сигнала; 2, 3 и 4 — зависимости напряжения ограничения на электролитическом конденсаторе детектора, на сетке лампы λ_2 и на сетке лампы λ_1 от уровня входного сигнала; А — область эффективного подавления паразитной АМ,

режиме ограничения. Путем регулировки усиления этого каскада напряжением, снимаемым с цепочки R_1C_1 , улучшается эффект ограничения при больших уровнях входного сигнала.

На рис. 37 показаны кривые ограничения в зависимости от напряжения на входе приемника. Ограничение начинается при входном напряжении 4 мкв, а при более слабых сигналах подавление паразитной АМ будет происходить только в дробном детекторе.

Изменение потенциала управляющей сетки лампы Λ_2 (рис. 36) связано с изменением пространственного заряда в промежутке сетки — катод и вследствие этого динамической входной емкости лампы. Возникающая при этом расстройка сеточного контура приводит к асимметрии S-образной кривой детектора, искажениям и худшему подавлению паразитной АМ. Избежать расстройки контура удается при помощи отрицательной обратной связи с катодного резистора R_2 , не заблокированного конденсатором.

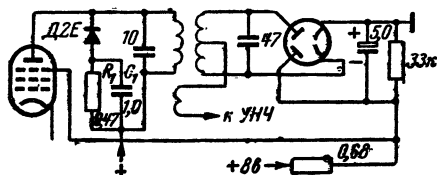


Рис. 38. Схема подавления паразитной АМ ЧМ сигнала.

Эффективность действия схем ограничения зависит от количества каскадов промежуточной частоты. Чем больше каскадов и их усиление, тем при меньших входных сигналах возможно добиться полного ограничения и подавления паразитной АМ.

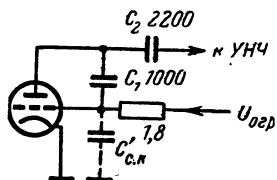


Рис. 39. Схема подавления шумов на УКВ диапазоне.

Регулировки в сеточных цепях ламп вызывают, как уже указывалось, изменение пространственного заряда в промежутке катод — сетка и динамической входной емкости. Чтобы избежать расстройки сеточных контуров промежуточной частоты ЧМ тракта, емкость контуров следует выбирать достаточно большой (50—100 пф). При этом повышается стабильность работы тракта УПЧ, достигается линейность и симметричность фазовой характеристики, что способствует уменьшению искажений. Однако увеличение емкости контура связано с потерей усиления каскада и возможно только

в приемниках с тремя или четырьмя каскадами УПЧ.

Для приемников с двумя каскадами усиления ПЧ существует диапазон напряжений сигнала, в котором подавление паразитной АМ в детекторе отношений ухудшается, а сеточное ограничение в последней лампе УПЧ еще не действует. При этих уровнях сигнала эффективное подавление паразитной АМ может быть достигнуто при помощи диода (Д2Е) и цепочки R_1C_1 , подключенных параллельно анодному контуру последней лампы УПЧ (рис. 38).

Эта схема, несколько снижающая усиление каскада, улучшает подавление АМ и при других уровнях сигнала. Подавление паразитной АМ происходит благодаря изменению эффективного затухания контура при быстром изменении амплитуды входного сигнала. С увеличением амплитуды входного сигнала увеличивается ток диода, по

напряжение на цепочке R_1C_1 , запирающее диод, не успевает измениться. Входное сопротивление диодной цепи, шунтирующее контур, уменьшается, эффективная добротность контура падает и усиление каскада уменьшается. Аналогично при уменьшении амплитуды входного сигнала ток диода уменьшается, но из-за большой постоянной времени цепочки R_1C_1 (0,25 сек) конденсатор не успевает разрядиться, напряжение смещения на диод и его сопротивление остаются большими и шунтирующее действие всей системы уменьшается.

Таким образом, при быстром изменении амплитуды входного сигнала усиление последнего каскада УПЧ изменяется в направлении, устраняющем колебания уровня ЧМ сигнала на входе детектора, т. е. подавляется паразитная амплитудная модуляция.

Для подавления шумов при перестройке приемника и улучшения отношения сигнал/шум при приеме слабых сигналов применяют схему, приведенную на рис. 39.

Обратная связь через проходную емкость лампы $C_{a.c}$ приводит к увеличению входной емкости на величину, равную произведению $C_{a.c} (1+K)$, где K — коэффициент усиления каскада. Поэтому подключение между анодом и сеткой триода конденсатора C_1 емкостью 1000 пф равноценно значительно большему увеличению входной емкости $C_{c.k}$. Управляющая сетка триода через конденсатор C_2 подключается к сетке оконечной лампы УНЧ или к аноду лампы предварительного усиления. При отсутствии сигнала или малом уровне сигнала усиление лампы максимально и емкость $C_{c.k}$ составляет около 10 000 пф. Конденсатор C_2 практически заземлен для высших звуковых частот, благодаря чему резко ослабляются шумы. С увеличением напряжения сигнала увеличивается напряжение ограничения, усиление и величина $C'_{c.k}$ уменьшаются. При достаточно большом сигнале действие схемы прекращается.

Эту схему обычно выполняют на триодной части лампы индикатора настройки или какой-либо другой комбинированной лампы.

Улучшение подавления шумов достигается также путем подачи положительного напряжения смещения на электролитический конденсатор детектора отношений (рис. 38). При этом диоды отпираются и резко шунтируют колебательный контур, вследствие чего шумы и очень слабые сигналы не прослушиваются.

Глава четвертая

УСИЛИТЕЛИ НИЗКОЙ ЧАСТОТЫ И СИСТЕМЫ ПСЕВДОСТЕРЕОФОНИЧЕСКОГО ЗВУЧАНИЯ

В общем комплексе работ по дальнейшему усовершенствованию радиоприемных и звуковоспроизводящих устройств особое внимание уделяется усилителям низкой частоты и воспроизводящим акустическим системам. Значение их определяется тем, что они используются как для воспроизведения АМ и ЧМ радиовещательных передач, так и для воспроизведения грамофонной и магнитной записей. В связи с широким внедрением высококачественных систем

УКВ ЧМ вещания, стереофонии и звукозаписи к низкочастотному тракту предъявляются значительно повышенные требования.

Основные недостатки тракта УНЧ — громкоговорители радиовещательных приемников сравнительно недавнего прошлого — заключаются в весьма ограниченном диапазоне воспроизводимых частот, значительных нелинейных и интермодуляционных искажениях¹; последние часто вообще не измерялись, хотя они особенно резко ухудшают качество звучания. Часто заметные искажения звучания возникают вследствие суженного динамического диапазона. Наконец, обеднение музыкальных программ, воспроизводимых через электроакустический тракт, по сравнению с естественным, оригинальным звучанием определяется точечным характером источника звука.

Все эти недостатки были столь свойственны приемникам и звуковоспроизводящим установкам, выпускавшимся на протяжении многих лет, что наше ухо успело в известной мере привыкнуть к ним и подчас даже не замечало искажения. В этом смысле можно утверждать, что музыкальный слух широких масс радиослушателей систематически ухудшался в процессе эксплуатации такого рода устройств.

Возросшие требования к низкочастотному тракту, касающиеся, в частности, взаимозависимости между выходной мощностью, коэффициентом нелинейных искажений и видом частотной характеристики, приводят к появлению новых и уточнению методики измерения старых качественных показателей. Так, например, предложены такие понятия, как «мощность музыки», «ширина полосы мощности». «Мощность музыки» определяется как максимальная выходная мощность синусоидального сигнала при заданном коэффициенте нелинейных искажений, которая может быть получена при включении сигнала на столь короткое время, чтобы напряжение выпрямителя не успело отклониться от своего значения в статическом режиме. «Ширина полосы мощности» определяется высшей и низшей частотами, соответствующими заданному коэффициенту нелинейных искажений при выходной мощности в 1,4 раза меньше номинальной. Предлагается изменить методику измерения коэффициента нелинейных искажений так, чтобы он правильнее отражал слуховое восприятие этих искажений. Поскольку мешающее действие нелинейных искажений увеличивается с ростом номера гармоник, то последние необходимо учитывать с соответствующими весовыми коэффициентами.

Среди наиболее эффективных методов снижения нелинейных и интермодуляционных искажений в низкочастотном тракте приемника до величин, незаметных на слух, следует назвать ультралинейные, бестрансформаторные и двухканальные схемы усилителей низкой частоты.

12. УЛЬТРАЛИНЕЙНАЯ СХЕМА

На рис. 40 показана ультралинейная схема двухтактного оконечного каскада. По существу это схема со своеобразной отрицательной обратной связью, введенной в цепи экранирующих сеток (а не во входную цепь, как обычно). Отрицательная обратная связь имеет

¹ Интермодуляционные искажения, вообще говоря, представляют собой частный вид нелинейных искажений.

здесь нелинейный характер из-за кривизны характеристики лампы по экранирующей сетке.

Напряжение отрицательной обратной связи определяется отношением числа витков w_3 до отводов к экранирующим сеткам к общему числу витков w_a половины первичной обмотки выходного трансформатора. При $w_3/w_1=0$ получается обычное пентодное включение лампы, характеризующееся большой выходной мощностью, большим выходным сопротивлением и сравнительно большим коэффициентом нелинейных искажений. При $w_3/w_a=1$ получается триодное включение лампы со значительно уменьшенной выходной мощностью, но с малым коэффициентом нелинейных искажений и небольшим выходным сопротивлением. Уменьшение выходного сопротивления оконечного каскада желательно для большего демпфирования собственных колебаний громкоговорителей на частотах резонанса подвижной системы. Эти собственные резонансные колебания вызывают искаженное, расплывчатое звучание басов.

В пентодном режиме экранирующая сетка имеет по переменному напряжению нулевой потенциал, а в триодном — потенциал анода. Оказывается, возможно подобрать такую промежуточную точку подключения экранирующей сетки к первичной обмотке выходного транс-

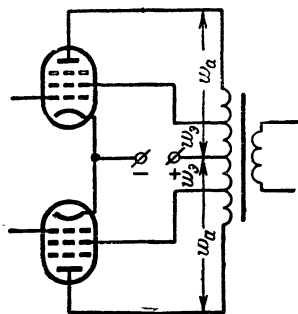


Рис. 40. Ультралинейная схема двухтактного оконечного каскада.

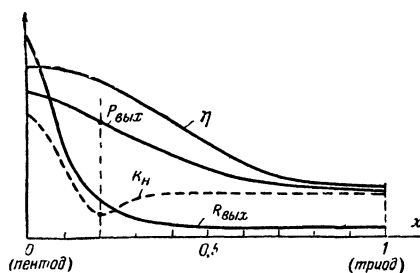


Рис. 41. Зависимость коэффициента нелинейных искажений (K_n); выходной мощности ($P_{\text{вых}}$); к. п. д. (η) и выходного сопротивления усилителя $R_{\text{вых}}$ от коэффициента включения $x = (w_3/w_a)^2$.

форматора, при которой схема сохраняет преимущества и пентодного и триодного режимов. По кривым на рис. 41 видно, что при малых значениях $x = (w_3/w_a)^2$ выходная мощность и к. п. д. падают медлен-

но с ростом x , а выходное сопротивление и коэффициент линейных искажений k_n уменьшаются резко.

Экспериментальным путем было обнаружено, что при некотором оптимальном значении x (оно зависит от типа лампы) коэффициент нелинейных искажений имеет явно выраженный минимум, заметно меньший, чем даже при триодном включении. С этой точки зрения ультралинейную схему было бы неправильно рассматривать как промежуточный режим между триодным и пентодным включениями.

Для ламп 6П14П оптимальным будет отвод, при котором $x \approx 0,2$, т. е. $\omega_3 = 0,45$, а для лампы 6П1П — при $x \approx 0,05$.

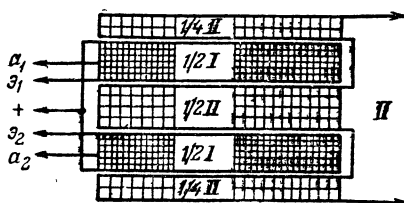


Рис. 42. Размещение обмоток выходного трансформатора для ультралинейной схемы.

Первичная обмотка I располагается в двух секциях, а вторичная II — между ними в трех секциях. В секциях первичной обмотки соотношение между витками цепей экранирующих сеток и анодных цепей должно быть одинаковым.

Уменьшения искажений и выходного сопротивления можно добиться, как известно, и при помощи обычной отрицательной обратной связи. Однако глубина отрицательной обратной связи не может при этом выбираться произвольно большой в связи с угрозой самовозбуждения (из-за фазовых сдвигов на крайних частотах полосы пропускания) отрицательная связь может превратиться в положительную. Кроме того, при одинаковой потере в усилении в ультралинейной схеме коэффициент нелинейных искажений меньше, чем в схеме с обычной отрицательной обратной связью. Этот выигрыш имеет максимальную величину также при $x \approx 0,2$ (для 6П14П и др.) и составляет 10—20%. В то же время ультралинейная схема в отличие от обычной схемы с отрицательной обратной связью не требует никаких дополнительных элементов (лишь два отвода от первичной обмотки выходного трансформатора).

Ультралинейная схема очень чувствительна к несимметричности обмоток выходного трансформатора, которая вызывает значительное увеличение нелинейных искажений на высших частотах, так как из-за разных индуктивностей рассеяния и междувитковой емкости возникают различные в обоих плечах каскада фазовые сдвиги между напряжениями анода и экранирующей сетки; при этом четные гармоники анодного тока обоих плеч компенсируются неполностью и преимущества ультралинейной схемы сводятся на нет. По этой же

причине ультралинейный оконечный каскад несколько более чувствителен к разбросам параметров ламп, чем обычная пентодная схема.

Правильное размещение обмоток и тщательная конструкция выходного трансформатора позволяют получить также значительное расширение частотной характеристики ультралинейной схемы в сторону высших частот. Вместо отводов от первичной обмотки для подачи напряжения отрицательной обратной связи на экранирующие сетки может быть использована и специальная обмотка выходного трансформатора.

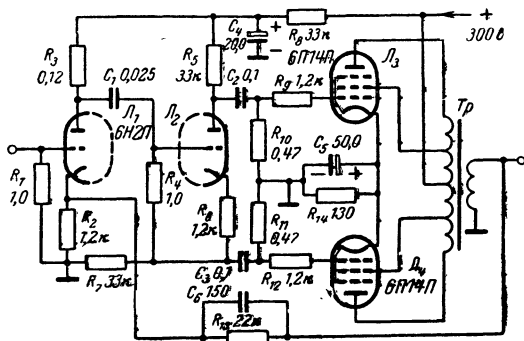


Рис. 43. Схема усилителя НЧ с ультралинейным включением оконечного каскада.

Эффективность ультралинейного включения особенно заметна в двухтактных оконечных каскадах, в которых отсутствуют четные гармоники. Однако и в однотактном оконечном каскаде ультралинейная схема дает хорошие результаты.

Рекомендуется комбинировать ультралинейную схему с соответственно менее глубокой отрицательной обратной связью. На рис. 43 приведена схема двухтактного оконечного каскада, дающая выходную мощность до 12 Вт при коэффициенте нелинейных искажений не более 0,5%. Выходной трансформатор T_p выполнен на сердечнике из пластин Ш-19 при толщине пакета 30 мм. Каждая половина первичной обмотки состоит из 2000 витков провода ПЭЛ 0,18 с отводом от 860 витков. Вторичная обмотка содержит 176 витков провода ПЭЛ 0,83 и рассчитана на нагрузку 15 Ом.

13. БЕСТРАНСФОРМАТОРНАЯ СХЕМА ОКОНЕЧНОГО КАСКАДА

Как известно, нелинейные и частотные искажения в усилителях низкой частоты определяются прежде всего оконечными их каскадами. Выполняя оконечные каскады по двухтактной схеме, удается значительно снизить уровень нелинейных искажений, но и при этом сохраняется один из главных источников искажений — выходной трансформатор.

Выходной трансформатор ограничивает диапазон частот, воспроизводимых усилителем. При недостаточно большой индуктивности

первичной обмотки трансформатора частотная характеристика ухудшается в области низших частот. При увеличении же индуктивности этой обмотки возрастает индуктивность рассеяния, вызывающая завал частотной характеристики в области высших частот. Из-за нелинейности кривой намагничивания стали сердечника трансформатора возникают нелинейные искажения, проявляющиеся прежде всего на низших частотах, где получаются наибольшие уровни сигнала. Нелинейные искажения на высших частотах возникают из-за асимметрии плечей двухтактного каскада, порождаемой индуктивностью

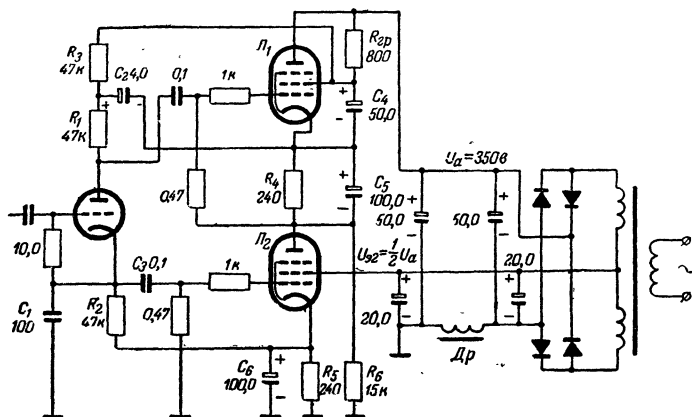


Рис. 44. Схема двухтактного бестрансформаторного оконечного каскада с фазоинвертором и выпрямителем питания.

рассеяния и междувитковой емкостью. Наконец, потери в обмотках и сердечнике трансформатора снижают к. п. д. усилителя.

Переход к схеме с непосредственным подключением громкоговорителей к оконечным лампам связан с необходимостью решения ряда вопросов. Основной из них — согласование выхода усилителя с низкоомными звуковыми катушками громкоговорителей. Такое согласование может быть осуществлено, например, путем параллельного включения нескольких ламп в выходном каскаде, но это связано с большими затратами. Другая возможность заключается в применении схемы катодного повторителя. Однако практически и этот вариант неприемлем из-за очень низкого к. п. д. В обоих этих вариантах требуются, кроме того, большие выпрямленные токи, что ведет к усложнению силовой части приемника.

Кроме того, необходимо решить вопросы о связи между обоими плечами двухтактного каскада, разделения цепи постоянного анодного напряжения и нагрузки усилителя, перехода от симметричного выхода двухтактного усилителя к несимметричной схеме (с заземлением) включения громкоговорителей.

На рис. 44 приведена одна из возможных схем бестрансформаторного двухтактного оконечного каскада. Напряжение низкой

частоты здесь поступает на оконечные лампы от фазоинверсного каскада по схеме с разделенной нагрузкой. Благодаря этому удается избежать трудностей, связанных с получением низкочастотного напряжения для незаземленной лампы L_1 . По постоянному току обе оконечные лампы включены последовательно. Анодный ток лампы L_1 меньше анодного тока лампы L_2 (равного катодному току лампы L_1).

Для выравнивания обоих анодных токов и установления одинаковых рабочих точек лампы L_2 шунтирована сопротивлением резистора R_6 . По переменному току это сопротивление оказывается включенным параллельно сопротивлению нагрузки $R_{гр}$, но оно достаточно велико и почти не потребляет полезную мощность. Катод лампы L_1 имеет потенциал, равный сумме половины анодного напряжения питания U_a и выходного переменного напряжения. Поэтому при заземленном накале следует проверить, не превышает ли этот потенциал допустимое напряжение между катодом и нитью накала.

Для полного использования оконечных пентодов по мощности необходимо, чтобы потенциалы их экранирующих сеток по постоянному току были равны потенциалам анодов, а по переменному току — потенциалам катодов. Экранирующую сетку лампы L_2 , напряжение которой должно быть $U_a/2$, нежелательно питать через гасящий резистор с большим сопротивлением. Так как ток экранирующей сетки зависит от входного напряжения, то при таком включении и напряжение экранирующей сетки значительно меняется с изменением входного напряжения, что приводит к асимметрии схемы и искажениям. Поэтому в данной схеме экранирующая сетка лампы L_2 питается непосредственно от низкоомного мостового выпрямителя. Для фильтрации при этом требуются дополнительно два электролитических конденсатора, а дроссель фильтра Dp должен быть включен со стороны отрицательного полюса выпрямителя.

Питание к экранирующей сетке лампы L_1 подводится через сравнительно низкоомное сопротивление нагрузки (звуковую катушку громкоговорителя), благодаря чему оно достаточно стабильно при изменениях тока экранирующей сетки в зависимости от уровня входного сигнала. Чтобы избежать пробоя между звуковой катушкой и магнитной системой, корпус громкоговорителя следует подсоединить к положительному полюсу источника анодного напряжения. Сравнительно небольшой ток экранирующей сетки (8—10 *ма*) не ухудшает работу громкоговорителя. Если же с точки зрения техники безопасности нежелательно подключать корпус громкоговорителя к анодной цепи, то напряжение к экранирующей сетке лампы подводят через небольшой маломощный дроссель (индуктивностью примерно 5 *гн*, чтобы не шунтировать громкоговоритель). При этом громкоговоритель включают через разделительный конденсатор.

По сравнению с обычным двухтактным каскадом в режиме АВ коэффициент нелинейных искажений в этой схеме уменьшается более чем в 2 раза, а интермодуляционные искажения — более чем в 1,5 раза. При этом важно, что в отличие от обычных схем искажения на краях частотного диапазона возрастают весьма незначительно. Следует отметить, что уровень искажений в значительной мере определяется сопротивлением резистора R_6 . Его нужно выбирать таким, чтобы протекающий через него ток был равен току экранирующей сетки лампы L_1 .

Сопротивление нагрузки $R_{гр} = 800 \text{ ом}$ позволяет получить максимальную выходную мощность для ламп 6П18П. Минимальный коэффициент нелинейных искажений получается при $R_{гр} = 1000 \text{ ом}$. Выходное сопротивление усилителя составляет 3,5 ком при выходной мощности 1 вт и 1,3 ком при 13 вт.

Схема на рис. 44 требует сравнительно больших затрат и может быть применена лишь в усилителях и приемниках высшего класса.

Для обычных же приемников разработаны упрощенные варианты бестрансформаторной схемы оконечного каскада.

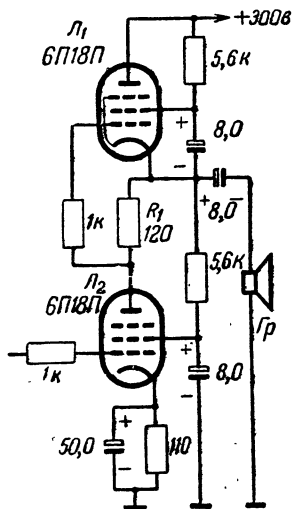


Рис. 45. Упрощенная схема бестрансформаторного оконечного каскада.

Основной путь упрощения такого усилителя связан с исключением из схемы фазоинверсной лампы. При этом низкочастотное напряжение на оконечную лампу L_2 подается непосредственно, а на лампу L_1 оно снимается с резистора в анодной цепи лампы L_2 (рис. 45). Такой принцип построения схемы не может быть использован в обычной двухтактной схеме в связи с возрастанием четных гармоник на краях передаваемой полосы частот (из-за комплексности сопротивления выходного трансформатора не обеспечивается противофазность напряжений возбуждения). Однако и в бестрансформаторном оконечном каскаде применение этой схемы связано с трудностями. Лампа L_2 должна работать в режиме А, чтобы получалось достаточное входное напряжение для лампы L_1 . Другая трудность связана с тем, что на сетку лампы L_1 подается напряжение, уже искаженное лампой L_2 . При этом

четные гармоники лампы L_1 , обусловленные ее собственной нелинейностью, компенсируются четными гармониками тока этой лампы, вызванными искаженной формой входного напряжения. В результате через нагрузку протекают токи четных гармоник только лампы L_2 .

Чтобы избежать роста четных гармоник в выходном напряжении и обеспечить их взаимную компенсацию, можно использовать различные возможности увеличения искажений в лампе L_1 , чтобы они не компенсировались полностью за счет искаженной формы входного напряжения. Обычно для этого рабочую точку лампы L_1 выбирают в области большой кривизны анодно-сеточной характеристики, т. е. сдвигают ее в сторону режима АВ. Естественно, полная компенсация возможна лишь при определенном напряжении возбуждения. Исследования показали, что при большом входном напряжении искажения очень мало зависят от выбора рабочей точки, и поэтому она выбирается так, чтобы получить минимальные искажения при больших входных сигналах. Резистор R_1 сопротивлением 120 ом определяет и рабочую точку и величину входного сигнала, но обычно его выбирают по минимуму искажений. Вследствие того

что лампа L_1 охвачена отрицательной обратной связью по току через незашунтированный конденсатором катодный резистор, требуемое для нее входное напряжение примерно в 1,5 раза больше, чем для лампы L_2 .

По сравнению с однотактной трансформаторной схемой упрощенный бестрансформаторный каскад дает удвоенную выходную мощность при меньшем коэффициенте нелинейных искажений. Частотная характеристика этой схемы, снятая при выходной мощности 1 Вт на частоте 1 кГц, прямолинейна в очень широких пределах; на частоте 25 Гц завал составляет лишь 3 дБ (без отрицательной обратной связи).

14. СХЕМЫ С РАЗДЕЛЕНИЕМ ПОЛОСЫ ЧАСТОТ

Схемы с разделением полосы частот на два или большее число каналов позволяют резко уменьшить интермодуляционные искажения, возникающие вследствие нелинейности тракта усилителя и акустической системы, из-за которой напряжение низших звуковых частот при больших уровнях модулирует напряжение высших звуковых частот. При этом образуются комбинированные составляющие, придающие звучанию неприятный характер.

Схемы с разделением полосы частот позволяют значительно расширить диапазон эффективно воспроизводимых частот, так как один и тот же громкоговоритель не в состоянии давать равномерное излучение в широком диапазоне (от 40—60 до 15 000—18 000 Гц). Наконец, раздельное усиление и воспроизведение высших и низших звуковых частот имеет принципиально важное значение в системах объемного, псевдостереофонического и стереофонического звучания.

Для получения эффекта объемного звучания и расширения полосы воспроизводимых частот раздельные фильтры обычно включают лишь на выходе оконечного каскада (рис. 46). Низкочастотное напряжение усиливается здесь в общем тракте, а полоса частот разделяется при помощи конденсатора C_{12} и двух выходных трансформаторов. Высокочастотный выходной трансформатор Tr_1 подключен к аноду оконечной лампы L_2 через конденсатор C_{12} , емкость которого выбрана так, чтобы последовательный резонанс с индуктивностью обмотки трансформатора получался на частоте 3 000—4 000 Гц. Тогда напряжение с частотой ниже 1000 Гц в основном падает на конденсаторе C_{12} , а на более высоких частотах — на обмотке трансформатора Tr_1 .

Так как высокочастотный трансформатор не должен воспроизводить низшие частоты, индуктивность его первичной обмотки и, следовательно, размеры сердечника могут быть малы, благодаря чему уменьшается индуктивность рассеяния трансформатора, что в свою очередь повышает эффективность воспроизведения высших звуковых частот.

Трансформатор Tr_1 изготовлен на сердечнике из пластин Ш-9 при толщине пакета 12 мм. Обмотка I состоит из 2 000 витков провода ПЭЛ 0,12, а обмотка II — из 23 витков провода ПЭЛ 0,51. Громкоговорители Gr_1 и Gr_2 — высокочастотные (1ГД-1ВЭФ).

Разделительный конденсатор C_{12} не только делит полосу частот, но и защищает маломощные высокочастотные громкоговорители от перегрузки. В случае его отсутствия часть мощности низших частот

терялась бы в этих громкоговорителях (они не в состоянии эффективно их излучать), а также получалась бы перегрузка громкоговорителей и резкое увеличение нелинейных и интермодуляционных искажений.

Низкочастотный выходной трансформатор Tr_2 для эффективной передачи низших частот должен, наоборот, обладать большой индуктивностью первичной обмотки и по своей конструкции может

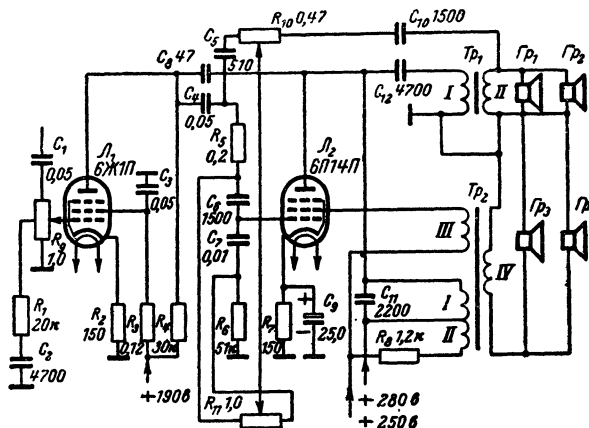


Рис. 46. Схема усилителя низкой частоты радиолы «Латвия».

быть проще широкополосных одноканальных трансформаторов. Первичная обмотка трансформатора блокирована конденсатором C_{11} , служащим для фильтрации высших частот. Оконечный каскад выполнен по ультралинейной схеме.

Трансформатор Tr_2 изготовлен на сердечнике из пластин Ш-16 при толщине пакета 24 мм. Обмотка I состоит из 2900 витков, обмотка II — из 90 витков, обмотка III — из 580 витков провода ПЭЛ 0,12, а обмотка IV — из 40 витков провода ПЭЛ 0,8. Громкоговорители $Гр_3$ и $Гр_4$ типа 2ГД-8ВЭФ.

Для регулировки тембра по низшим частотам служит частотно-зависимая цепочка на входе оконечной лампы. Крайне правое (по схеме) положение движка потенциометра R_{10} соответствует завалу, а левое положение движка — подъему басов. Регулировка тембра на высших частотах осуществляется по дифференциальной схеме. Правое (по схеме) положение движка потенциометра R_{11} соответствует завалу, а левое — подъему верхних частот. Отрицательная обратная связь через конденсатор C_8 служит для дополнительного завала высших частот. Диапазон регулировки тембра как по низшим, так и по высшим частотам составляет 12—16 дБ.

На входе усилителя имеется тонкомпенсированный регулятор громкости R_9 . Каскад предварительного усиления охвачен отрицательной обратной связью по току.

Для экономии высококачественного выходного трансформатора по-лосу частот можно разделить во вторичной цепи основного выходно-го трансформатора (рис. 47). В качестве разделительного конденса-тора применены два биполярно включенных электрстатических кон-

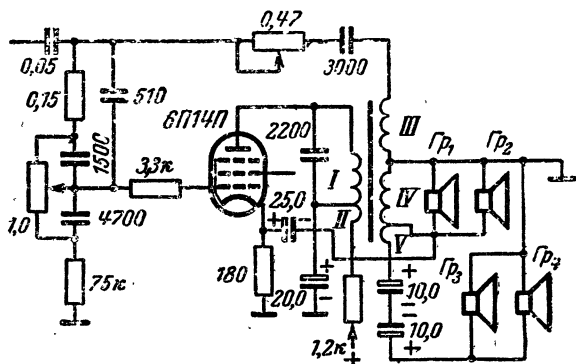


Рис. 47. Схема выходного каскада с разделением по-лосы частот во вторичной цепи выходного трансфор-матора.

денсатора. Тембр по верхним звуковым частотам регулируется здесь путем изменения напряжения отрицательной обратной связи, снимае-мого с обмотки III выходного трансфор-матора.

Частотно-независимая отрицательная обратная связь получается путем подачи части напряжения со вторичной обмотки трансформатора в цепь катода оконечной лампы.

Выходной трансформатор собран на сердечнике из пластин Ш-16 при толщине пакета 24 мм. Обмотка I состоит из 2900 витков, обмотка II — из 90 витков, обмот-ка III — из 250 витков провода ПЭЛ 0,12, обмотка IV — из 50 витков и обмотка V — из 35 витков провода ПЭЛ 0,8.

На рис. 48 приведена схема трехканаль-ного разделения полосы частот на входе громкоговорителей. К громкоговорителю, предназначенному для воспроизведения низ-ших звуковых частот, напряжение поступа-ет через дроссель $Др_2$, задерживающий средние и высшие частоты. Аналогично с по-мощью конденсатора C_1 предотвращается попадание низших и сред-них частот на громкоговоритель, предназна-ченный для воспроизведе-ния высших звуковых частот. Наконец, последовательный резо-нансный контур $C_2 Др_1$ позволяет поднять средние частоты на входе

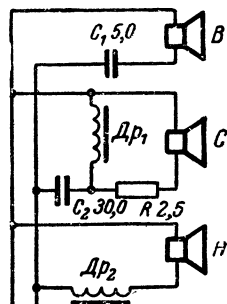


Рис. 48. Схема трех-канального разде-ления частот.

среднечастотного громкоговорителя. Резистор R служит для согласования уровня воспроизведения средних частот с уровнем воспроизведения низших и высших частот.

Указанные на схеме величины фильтрующих элементов уточняются экспериментально в зависимости от параметров громкоговорителей и ящиков.

В случае разделения полосы частот на выходе одноканального усилителя интермодуляционные искажения остаются весьма значи-

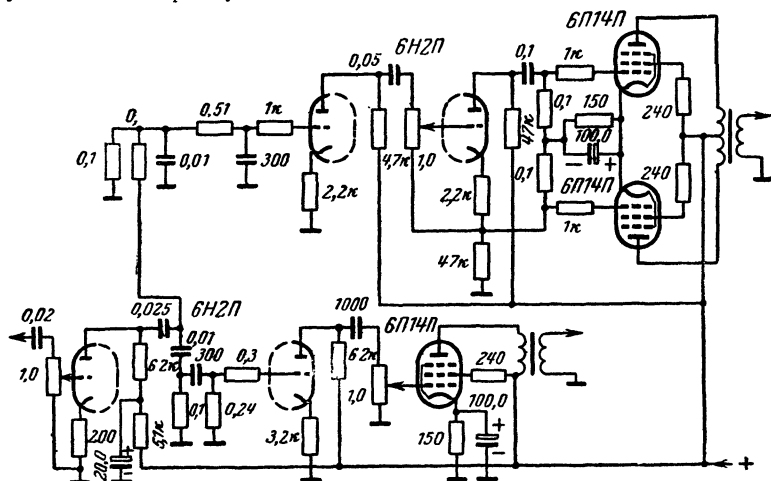


Рис. 49. Схема высококачественного двухканального усилителя низкой частоты.

тельными, так как они могут возникать как в оконечном каскаде, так и в самой нагрузке из-за недостаточно полного разделения. Значительно лучшие результаты можно получить от усилителей с разделением частот на их входе, так называемых двухканальных усилителей НЧ (здесь имеются в виду двухканальные системы для монофонического воспроизведения в отличие от стереофонических двухканальных схем).

Схема высококачественного двухканального усилителя показана на рис. 49. Разделение полосы частот происходит здесь при помощи RC -фильтров в анодной цепи первого каскада предварительного усиления. В качестве границы раздела выбрана частота 800 гц, так как интермодуляционные искажения при этом минимальны.

Максимальная выходная мощность, которую дает двухтактный оконечный каскад канала низших частот, составляет 8 вт, а максимальная выходная мощность высших частот равна 3 вт. Эти мощности получаются при входном напряжении около 200 мв.

Этот усилитель (даже в случае отсутствия глубокой отрицательной обратной связи) имеет при максимальной выходной мощности коэффициент интермодуляционных искажений не больше 1%, в то

время как в одноканальном усилителе они значительно больше (около 15%).

Следует отметить еще одно достоинство двухканальной схемы усилителя — возможность простой и эффективной регулировки тембра путем изменения усиления в каждом из каналов.

Большой интерес для радиолюбителя может представить схема на рис. 50, в которой двухтактный оконечный каскад используется

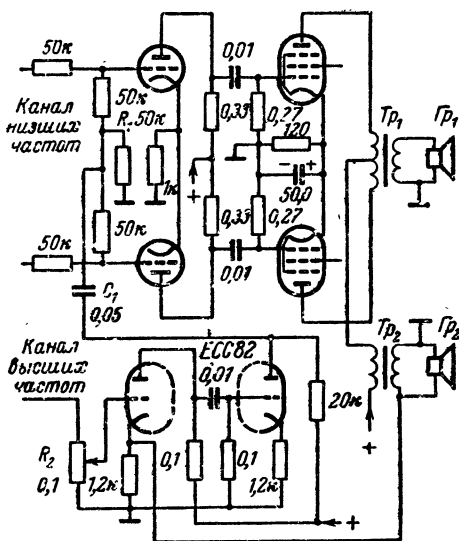


Рис. 50. Двухканальная схема с одним оконечным двухтактным каскадом.

для раздельного усиления и воспроизведения двух различных сигналов. В приведенном варианте схемы такие сигналы представляют собой низшие и высшие звуковые частоты.

Часть схемы с разделительными фильтрами для усиления низших частот не показана. С выхода фазоинвертора напряжение низших частот поступает в противофазе на вход двухтактного оконечного каскада, который обычным путем обеспечивает воспроизведение низших частот громкоговорителем Γp_1 .

Напряжение верхних частот поступает на потенциометр R_2 и предварительно усиливается двумя каскадами. Через конденсатор C_1 усиленное напряжение попадает на вход двухтактного усилителя, и часть напряжения, падающая на сопротивлении R_1 , подается на вход обеих ламп в фазе. Благодаря этому в двухтактном трансформаторе Tr_1 высокочастотные составляющие анодных токов взаимно компенсируются, а в выходном трансформаторе Tr_2 они складываются и обеспечивают воспроизведение высших частот громкоговорителем Γp_2 .

Такая схема двухканального усилителя может быть применима для простых стереофонических устройств.

Коэффициент нелинейных искажений в двухканальном усилителе, вообще говоря, не уменьшается по сравнению с одноканальным. Однако, комбинируя различные схемные решения, можно повысить качество воспроизведения.

15. ДИАПАЗОН ВОСПРОИЗВОДИМЫХ ЧАСТОТ

Расширение диапазона позволяет получить воспроизведение более высокого качества. В приемниках старых типов диапазон воспроизводимых частот определялся главным образом электрическим трактом и не превышал 4 000—6 500 *гц*. В современных приемниках диапазон воспроизводимых частот простирается от 40—60 до 10 000—15 000 *гц* и выше и определяется в основном акустической системой.

В электрической части низкочастотного тракта в настоящее время возможно обеспечить сколь угодно широкую полосу частот. Более сложной проблемой является расширение диапазона частот, эффективно воспроизводимых акустической системой.

Известно, что частотная характеристика акустических систем радиовещательных приемников определяется не только параметрами громкоговорителей, но и параметрами ящика.

Значительное увеличение эффективности воспроизведения низших частот и более равномерную характеристику в области средних частот удается получить путем применения акустической системы с двумя фронтальными громкоговорителями. Благодаря этому можно также избавиться от так называемого «бубнения» вследствие резонанса объема ящика на частотах 180—200 *гц*.

Уменьшению неравномерности частотной характеристики по звуковому давлению способствуют асимметричное расположение громкоговорителей в ящике и применение громкоговорителей с эллиптическими диффузорами (большая ось громкоговорителя должна располагаться горизонтально). Эффективность воспроизведения высших звуковых частот акустической системой радиоприемника определяется прежде всего самим громкоговорителем.

Противоречивость требований к диффузору электродинамического громкоговорителя с точки зрения одновременно хорошего воспроизведения низших и высших звуковых частот хорошо известна. Этот вопрос успешно решен в современных радиоприемниках путем применения раздельных групп (обычно двух) громкоговорителей, каждая из которых воспроизводит только одну часть звукового диапазона (частота деления 2 000—3 000 *гц*).

Другое, более экономичное решение заключается в применении двухдиффузорных широкополосных громкоговорителей (например, 2ГД-3, 4ГД-1); в них большой диффузор излучает колебания с частотой до 8 000 *гц*, а малый — от 6 000 до 10 000—12 000 *гц*.

Слуховой аппарат человека представляет собой нелинейную систему. Известно, например, что ухо способно определить основное колебание по его гармоникам. При передаче речи, в которой срезаются все частоты ниже 300 *гц*, ухо отличает мужской голос (основное колебание 150 *гц*) от женского (основное колебание 250 *гц*).

Инструменты оркестра излучают звуки с частотой и выше 15 *кгц*. Ультразвуковые частоты, сами по себе не слышимые, в нелинейном

слуховом аппарате человека образуют между собой и другими частотами комбинационные составляющие, которые оказывают на слушателя определенное впечатление. Отсутствие ультразвуковых частот при электроакустическом воспроизведении музыкальных произведений обедняет и искажает звучание.

На основании этих соображений делается несколько парадоксальный на первый взгляд вывод. Маленькие, дешевые радиоприемники и усилители не нуждаются в расширении полосы пропускаемых частот в область ультразвука, так как вследствие нелинейности тракта они дают большое количество нелинейных и комбинационных составляющих, в какой-то мере компенсирующих отсутствие в передаче ультразвуковых частот. Наоборот, дорогие устройства Hi — Fi (от английских слов High Fidelity — высокая верность воспроизведения), тракт которых можно считать линейным, должны воспроизводить и ультразвуковую часть диапазона оркестра, чтобы получалось естественное звучание.

В настоящее время в радиовещании, даже в УКВ диапазоне, частоты выше 15 кгц не воспроизводятся. Однако уже существуют грампластинки, на которых запись имеет диапазон частот до 20 кгц. Возможно и дальнейшее развитие в этом направлении.

16. РЕГУЛИРОВКА ДИНАМИЧЕСКОГО ДИАПАЗОНА

Под динамическим диапазоном звучания подразумевается отношение наибольшей громкости к наименьшей, выраженное в децибелах. Симфонический оркестр, например, при наиболее громком исполнении излучает звуковую мощность более 70 вт, а наименьшая мощность, которую излучает скрипка при тихом сольном исполнении, составляет 4 мквт. Таким образом, динамический диапазон симфонического оркестра составляет около 70 дб. Динамический диапазон речи значительно меньше и обычно не превышает 10—20 дб.

Между тем через существующие электроакустические тракты невозможно передавать сигналы со столь значительной разницей в уровнях. Для радиопередающих устройств граница передаваемых уровней определяется снизу шумами, а сверху — максимальной мощностью передатчика. Если, например, передавать полный динамический диапазон симфонического оркестра так, чтобы не возникали искажения из-за перемодуляции в местах фортиссимо, то тихие места исполнения дадут коэффициент модуляции 0,01% (при АМ) или девиацию частоты 10 гц (при ЧМ). Это означает, что даже при самых лучших условиях приема тихие звуки потонут в шумах и не будут слышны.

При записи на грампластинки очень громкие звуки могут в свою очередь привести к разрушению стенок канавки. Эти обстоятельства вызывают необходимость сужать динамический диапазон. На лучших современных грампластинках он доведен до 50 дб, а в радиопередачах не превышает 40 дб (при ЧМ).

Проблема восстановления естественного динамического диапазона на приемной стороне столь же стара, как и само радиовещание. Сужение его на передающей стороне происходит при помощи автоматической регулировки усиления (уменьшением усиления при больших уровнях сигнала и увеличением усиления при малых уровнях). Но до последнего времени не было достаточно удачного ре-

лировки выбирается с точки зрения оптимального слухового восприятия.

На рис. 51 изображена блок-схема, а на рис. 52 принципиальная схема высококачественного расширителя динамического диапазона. Между первым и вторым каскадами усилителя расположен делитель напряжения, состоящий из резистора R_d и регулируемого сопротивления R_i (сопротивлением конденсатора C_d пренебрегаем). Регулируемым сопротивлением R_i служит внутреннее сопротивление триодной части индикаторной лампы L_3 . При увеличении входного сигнала увеличивается отрицательное напряжение смещения на сетке

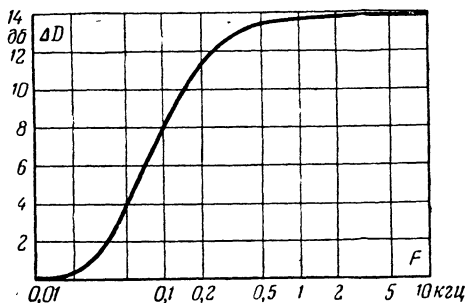


Рис. 53. Зависимость максимального расширения динамического диапазона от частоты.

триода индикаторной лампы, увеличивается его внутреннее сопротивление и, следовательно, напряжение низкой частоты, поступающее на вход второго каскада. Одновременно увеличивается и световой сектор этой лампы, благодаря чему она в этой схеме может быть и расширителем и индикатором динамического диапазона. Радиослушатель имеет возможность по световому сектору лампы установить правильный режим работы экспандера (сектор должен полностью закрываться при наибольшей громкости).

Режимы переключают клавишами. При нажатии клавиши 0 экспандер выключен. Благодаря резистору R_4 коэффициент передачи слегка увеличивается и громкость остается такой же, как при включенном экспандере. При нажатии клавиши I к усилителю регулировки подводится небольшая часть низкочастотного напряжения. Это соответствует воспроизведению с небольшим расширением динамического диапазона при нормальной комнатной громкости. Максимальное расширение динамического диапазона получается при нажатии клавиши II.

Регулировка динамического диапазона имеет частотно-зависимый характер (рис. 53). Дело в том, что цепочка тонкомпенсации регулятора громкости поднимает басы при малых громкостях, когда регулятор почти выведен, в соответствии с кривой чувствительности уха. При увеличении громкости в процессе расширения динамического диапазона (при неизменном положении регулятора громкости)

уровень уже поднятых басов не должен подниматься в такой же мере, как уровень средних частот. Физиологически правильное расширение динамического диапазона получается при помощи конденсатора C_d , включенного последовательно с регулируемым триодом. На низших частотах его внутреннее сопротивление становится заметным, в результате чего регулирующее действие триодной части лампы L_2 проявляется меньше.

При музыкальных передачах часто бывают пики напряжения в области басов. Чтобы предотвратить расширение динамического диапазона на этих пиках для всей полосы воспроизводимых частот и,

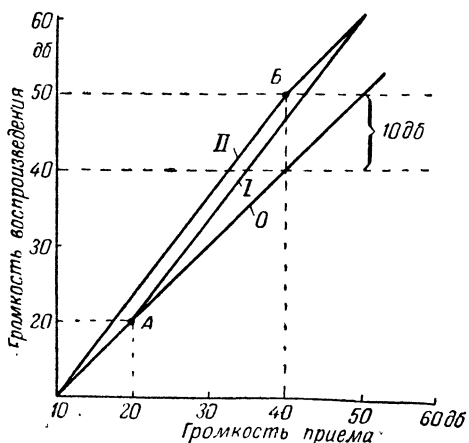


Рис. 54. Характеристики расширения динамического диапазона (расширение динамического диапазона на 10 дБ соответствует увеличению мощности в 10 раз).

следовательно, искажение звучания, введены элементы C_1 , C_2 , R_1 и соответствующим образом выбраны значения C_3 , R_5 .

Особое значение в схеме имеет конденсатор C_d . Помимо того, что он обеспечивает физиологически правильный характер кривой расширения динамического диапазона, конденсатор C_d не пропускает на выход усилителя импульсы постоянного напряжения, возникающие на аноде регулируемой лампы и прослушиваемые в виде щелчков. Благодаря тому, что величина максимального расширения динамического диапазона зависит от частоты и быстро уменьшается на частотах ниже 300 гц, возможно при сравнительно небольших запасах выходной мощности получить значительное расширение динамического диапазона. Перегружаться оконечный каскад прежде всего может на низших частотах, так как на низших частотах приходится наибольшие амплитуды звуковых колебаний.

Постоянная времени нарастания напряжения определяется двухзвенным фильтром $R_6 C_4 R_7 C_5$ и составляет 0,3 сек (это оптимальная

величина, установленная опытным путем). Постоянная времени спада напряжения несколько больше (0,5 сек), так как она определяется еще и сопротивлением резистора нагрузки диода выпрямителя R_5 .

Вследствие того, что наибольшие уровни низкочастотного сигнала на аноде триода лампы L_2 не превышают 2—3 в, дополнительные искажения из-за нелинейности характеристики лампы практически не возникают. С другой стороны, двухзвенный фильтр $R_6C_4R_7$ достаточно хорошо фильтрует выпрямленное напряжение, благодаря чему искажения в тракте УНЧ также не увеличиваются.

Так как низкочастотное напряжение регулировки динамического диапазона снимается после регулятора громкости, степень расширения диапазона зависит от установленной громкости. При очень малой громкости, когда расширение диапазона может оказаться нежелательным (в вечерние часы), действие экспандера практически прекращается (кривая I на рис. 54, соответствующая работе при нажатой клавише I на рис. 52). При отсутствии регулировки динамического диапазона (нажата клавиша 0) зависимость между входным и выходным уровнями изображается прямой (линия 0) с углом наклона 45° . Максимальное расширение диапазона (при нажатой клавише II) составляет 10 дБ. При сравнительно большой громкости передачи следует включить клавишу I . При правильной регулировке экспандера световой сектор лампы L_3 изменяется в наибольших пределах при переходе от тихого звучания к громкому.

17. СИСТЕМЫ ОБЪЕМНОГО И ПСЕВДОСТЕРЕОФОНИЧЕСКОГО ЗВУЧАНИЯ

Как уже упоминалось, один из принципиальных недостатков прежних моделей радиоприемников заключается в точечном характере источника звука (акустической системы приемника).

На протяжении десятилетий физики и инженеры пытались решить проблему приближения звучания к естественному, передачи объемной структуры звукового поля. При этом наметились две основные тенденции. По мнению одних, необходимо стремиться к естественному воспроизведению звука, т. е. обеспечить такое же восприятие звука, создаваемого акустической системой приемника или усилителя, как в концертном зале и в других подобных условиях. Но этому требованию можно было удовлетворить, и то лишь частично, по меньшей мере при двух отдельных (от микрофона до громкоговорителя) электроакустических каналах.

Такая система звуковоспроизведения, называемая стереофонической, связана, разумеется, с большими затратами. В связи с этим развитие шло и во втором направлении — в направлении создания псевдостереофонических систем воспроизведения звука. В основе этих систем лежит не стремление к воссозданию оригинальной картины звучания, а желание создать у слушателя впечатление стереофоничности, или объемности, звучания. Одноканальные системы, которые создают у слушателя впечатление стереофоничности, иллюзию пространственного разделения отдельных инструментов или голосов, принято называть псевдостереофоническими. В отличие от них системы объемного звучания позволяют лишь избавиться от точечного характера источника звучания,

но не дают возможности пространственно разделять звучание отдельных инструментов и голосов.

Возможности систем объемного и псевдостереофонического звучания ограничены, но зато они значительно проще и дешевле стереофонических.

Рассмотрим некоторые акустические системы объемного звучания. Общий и основной принцип этих систем заключается в расширении диаграммы направленности излучения. На рис. 55 изображены характеристики направленности акустической системы приемника с одним громкоговорителем: с повышением частоты характеристика направленности сужается и на высоких частотах, когда размеры из-

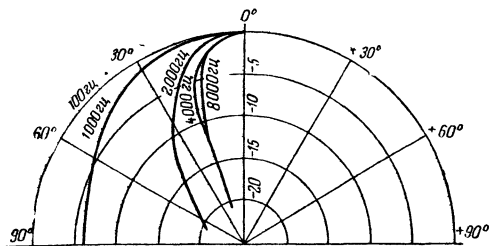


Рис. 55. Характеристики направленности акустической системы радиоприемника с одним фронтальным громкоговорителем.

лучающей поверхности значительно больше длины волны звука, она принимает форму узкого лепестка.

Узкая характеристика направленности приводит к острой локализации (определению местоположения) источника звука и резко подчеркивает его точечный характер. Такого рода острая ориентация на источник звука становится особенно заметной в современных радиоприемниках, в которых частотный диапазон воспроизведения значительно расширен в области высоких звуковых частот, где характеристика направленности еще более сужается.

Задача устройств объемного звучания заключается в том, чтобы расширить характеристики направленности на высших частотах. При этом звуковая энергия поступает к слушателю не из одной точки, а со всех сторон. Источник звука как бы расширяется за пределы ящика радиоприемника, и создается впечатление пространственной перспективы в ширину.

Для получения ненаправленного излучения во всем диапазоне частот акустическая система должна содержать высокочастотные громкоговорители с небольшими диффузорами и с более широкой характеристикой направленности на высоких частотах. Важное значение имеют также расположение громкоговорителей, распределение частот и распределение мощностей между ними. Оптимальный вариант расположения громкоговорителей зависит от различных факторов (размеры ящика, количество низкочастотных громкоговорителей, конфигурация диффузоров и т. п.) и в каждом случае может быть выбран экспериментальным путем.

Одну из наиболее широко применяемых систем объемного звучания представляет собой система 3D. При этом все громкоговорители устанавливаются, как обычно, в вертикальном положении. Количество громкоговорителей колеблется от трех до шести. Широко распространена система с тремя громкоговорителями, один из которых — основной, излучающий только нижние и средние частоты, — установлен на передней стенке ящика, а два высокочастотных расположены на боковых стенках. В последних имеются прорези (решетка), препятствующие направленному излучению. Важное значение имеет то, что высшие частоты, излучаемые боковыми громкоговорителями, отражаются в помещении от стен, окон, мебели и т. п. Комната кажется наполненной звуком, направленность звучания исчезает, источник звука как бы «растворяется».

В качестве фронтального излучателя применяют электродинамический овальный громкоговоритель, к преимуществам которого, помимо конструктивных удобств при их компоновке в ящике, относятся уменьшение неравномерности частотной характеристики и расширение полосы излучаемых частот. Улучшение излучения высоких звуковых частот получается путем повышенной жесткости диффузора вследствие изменяющегося радиуса кривизны. С увеличением числа громкоговорителей равномерность диаграммы направленности на высших частотах улучшается. Однако хороших результатов можно добиться и с двумя (даже с одним!) громкоговорителями. При этом применяют специально расположенные широкополосные двухдиффузорные громкоговорители, различные распределители звуковых волн и т. п.

Система объемного звучания 3D широко применяется в приемниках, выпускаемых в настоящее время в СССР.

Разделить спектр частот и мощности между громкоговорителями возможно и с помощью LC -фильтров, как показано на рис. 56. Дроссель L препятствует попаданию напряжения высших звуковых частот к низкочастотным громкоговорителям. Частота раздела, отсчитываемая на уровне 0,7 номинального выходного напряжения на высокочастотных громкоговорителях, выбирается обычно в области 1 500—3 000 гц.

Требования к акустическим системам 3D противоречивы. Для того чтобы эффект «объемности» был значительным, через боковые громкоговорители необходимо излучать не только высшие, но и в заметной степени низшие и особенно средние частоты. Однако в этом случае теряется всякая направленность в излучении звука, что не соответствует естественным условиям восприятия звучания в концертном зале. В соответствии с размещением инструментов в оркестре преобладающая часть звуковой энергии в области нижних и средних частот должна поступать к уху слушателя непосредственно и лишь малая ее часть — после отражений. Если же подводить к боковым громкоговорителям только высшие частоты, то система 3D звучит более естественно, но эффект «объемности» уменьшается.

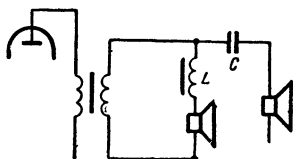


Рис. 56. Схема включения громкоговорителей через разделительный фильтр.

Помимо расположения громкоговорителей, эффект объемного звучания в системе 3D в большой мере зависит от распределения мощностей между ними. Звуковая энергия, излучаемая назад и в стороны, должна находиться в определенном соотношении с энергией, излучаемой вперед. Для того чтобы удовлетворить этому требованию, недостаточно соответствующим образом выбрать входные сопротивления выходных трансформаторов или разделительных фильтров. Небольшие боковые громкоговорители должны быть в со-

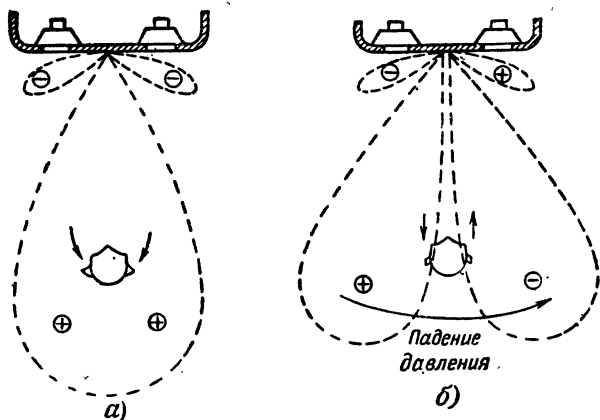


Рис. 57. Псевдостереофоническая система звучания «стереодин».

стоянии излучать достаточную звуковую мощность в области высших и средних частот при небольших искажениях. Между тем к. п. д. громкоговорителей очень мал и приходится подводить к ним большие напряжения возбуждения, что вызывает увеличение нелинейных искажений. Увеличивать же габариты и, следовательно, колеблющуюся массу высокочастотных громкоговорителей нежелательно, так как это может привести к искаженному воспроизведению высших звуковых частот.

Иногда используется также система объемного звучания 4R. Она отличается от системы 3D тем, что дополнительные громкоговорители средних и высших частот располагаются в горизонтальном положении (ось громкоговорителя — в вертикальной плоскости). Громкоговоритель устанавливают диффузором вверх на резонирующей доске под верхней панелью ящика или непосредственно на верхней панели, или же диффузором вниз на шасси. В первом случае ящик между верхней панелью и резонирующей доской имеет по всему периметру вырезы, закрытые снаружи декоративной тканью. Перед диффузором под верхней панелью устанавливают конус, рассеивающий звуковые колебания, излучаемые этим громкоговорителем. Колебания распространяются через вырезы радиально во всех на-

правлениях, благодаря чему получается почти круговая характеристика направленности как в горизонтальной, так и в вертикальной плоскостях.

Эта система позволяет получить несколько лучшие характеристики направленности, чем система 3D, но ей присущи те же принципиальные недостатки, связанные с противоречивостью предъявляемых требований.

Существенного приближения звучания к естественному можно добиться с вынесенными акустическими системами. В этом случае несколько громкоговорителей средних и высших частот располагается на некотором расстоянии от приемника, а для воспроизведения низших частот используется внутренний громкоговоритель приемника. Путем соответствующей расстановки громкоговорителей в помещении и разделения частот между ними добиваются выраженного псевдостереофонического эффекта звучания басовых инструментов преимущественно из середины.

Значительный недостаток вынесенных акустических систем заключается в неудобстве их размещения в жилом помещении и удорожании установки. Этим и объясняется то, что до сих пор они еще не получили достаточно широкого распространения.

Одной из западногерманских фирм удалось разработать систему псевдостереофонического звучания, получившую название «стереодин». Эта система удовлетворяет следующим требованиям, поставленным при ее разработке: «растворение» источника звука в ширину и глубину; сохранение естественной направленности основного звукового излучения на более низких звуковых частотах: отказ от вынесенных громкоговорителей.

Принцип работы системы «стереодин» поясняется на рис. 57. Здесь изображены два широкополосных громкоговорителя, расположенных на передней панели ящика, к которым подводится одинаковая мощность во всем диапазоне звуковых частот. Если при этом громкоговорители включены в фазе (рис. 57, а), то у слушателя, который находится перед приемником, создается впечатление, что звук излучается точно из середины ящика. У обоих его ушей создается в соответствии с изображенной диаграммой синфазное звуковое давление. Если же включить громкоговорители в противофазе (рис. 57, б), то основной лепесток диаграммы раздвигается. В образующихся двух лепестках колебания находятся в противофазе. Между соответствующими точками пространства вдоль передней стенки приемника создается разность звуковых давлений. При этом уши слушателя, находящегося перед приемником, воспринимают звуковое давление со сдвигом фазы на 180° , и поэтому создается впечатление, что звук идет не прямо спереди, а с боков (рис. 58). В точках максимума основных лепестков уши снова воспринимают синфазные зву-

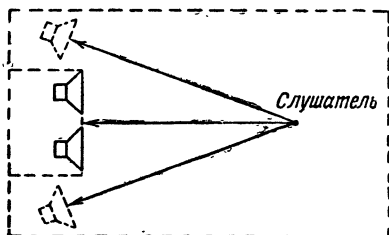


Рис. 58. Кажущееся перемещение источников излучения средних и верхних частот.

ковые колебания, и слушатель считает, что источник звука находится спереди.

Изображенные на рис. 57 диаграммы относятся лишь к колебаниям одной частоты (около 800 гц при расстоянии между громкоговорителями 30—35 см). С уменьшением частоты основные лепестки расширяются, а боковые лепестки исчезают. С возрастанием же частоты, наоборот, основные лепестки сужаются, образуются новые боковые лепестки, которые прижимаются к основным лепесткам и на высоких частотах становятся столь большими, что получается веерообразная кривая звукового давления со многими максимумами и нулевыми точками. При одновременном излучении многих частот в данной точке пространства имеют место различные фазовые сдвиги

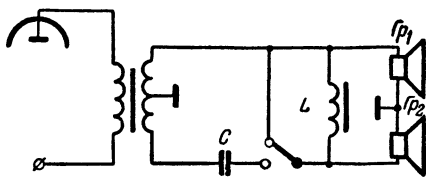


Рис. 59. Схема включения фронтальных громкоговорителей в системе «стереодин».

При нажатой клавише (режим «стереодин») средние и верхние частоты подводятся к громкоговорителю ΓP_2 в противофазе по отношению к громкоговорителю ΓP_1 , а нижние частоты подводятся через дроссель L в фазе.

на разных частотах и у слушателя создается впечатление, что звуки разных тонов исходят из разных мест, т. е. обеспечивается пространственное разделение инструментов и голосов.

Очевидно, что и при этой системе воспроизводимая картина звучания не соответствует оригинальному звучанию. В частности, псевдостереофонический эффект восприятия зависит здесь от положения слушателя относительно радиоприемника. Но в целом звучание резко улучшается (некоторые авторы говорят даже о «поразительных результатах»), и небольшие затраты, которые требует эта система, безусловно, оправдываются.

На практике противофазный громкоговоритель излучает не весь диапазон частот, а только средние и высшие частоты. Вызывается это, во-первых, необходимостью сохранить естественное основное направление излучения более низших частот, о чем уже говорилось выше. Во-вторых, на низших частотах между обоими громкоговорителями могут возникнуть акустические короткие замыкания, что приводит к значительному уменьшению излучения. На рис. 59 приведена схема, в которой к обоим громкоговорителям подводятся напряжения всего диапазона звуковых частот. Но на низших частотах питание всегда синфазное, а средние и высшие частоты можно переключением клавиши подводить в фазе или противофазе.

Таким образом, система «стереодин» обеспечивает подобно вынесенной акустической системе эффективное псевдостереофоническое

воспроизведение. В то же время она лишена недостатков как вынесенной акустической системы, так и систем 3D и 4R.

Эффективную систему псевдостереофонического звучания можно создать путем придания звуку, излучаемому приемником в стороны, определенной задержки во времени относительно звука, излучаемого вперед. Таким путем имитируется естественное запаздывание звуковых волн, отраженных от стен концертного зала. Весьма удачным вариантом такого рода акустических систем является так называемый «компрессор звука», принцип работы которого поясняется на рис. 60.

Компрессор звука состоит из излучателя и трубы, служащей для задержки звука во времени и отведения его в стороны и назад. По сравнению с обычными громкоговорителями излучатель имеет значительно меньший и, следовательно, более легкий диффузор и более легкую звуковую катушку. Благодаря меньшей инерции колеблющейся системы высокие звуковые частоты могут воспроизводиться без искажений.

Основная причина низкого к. п. д. громкоговорителя заключается в том, что диффузор плохо согласован с воздушной средой. Воздух не обеспечивает для колеблющегося диффузора достаточно большое сопротивление излучения. В компрессоре же диффузор колеблется не в свободном воздушном пространстве, а в небольшом объеме — камере, и в узкой трубе воздух перемещается быстрее, чем в камере. Этот процесс называется трансформацией скорости. Акустически это проявляется в том, что возрастают сопротивление излучения диффузора, отдаваемая звуковая мощность и к. п. д. Сопротивление излучения увеличивается в камере давления пропорционально квадрату отношения площади ее поперечного сечения к площади поперечного сечения трубы, а отдаваемая мощность и к. п. д. — пропорционально отношению их площадей.

Труба должна быть согласована со свободным воздушным пространством. Лучше всего это удастся сделать, придав ей форму экспоненциального рупора. Однако для домашних радиоприемников экспоненциальный рупор велик и вместо него используется цилиндрическая труба. Особая форма выходных отверстий в ней обеспечивает хорошее согласование колеблющегося воздушного столба трубы с окружающим воздухом. Необходимая направленность излучения и задержка во времени получаются путем соответствующего расположения выходных отверстий.

Компрессор звука позволяет получить частотно-независимое излучение в широком диапазоне частот (500—7 000 гц). Звучание приемников с ним отличается ярко выраженным псевдостереофоническим эффектом и возможностью четко различать отдельные инструменты и голоса при воспроизведении оркестровой или хоровой музыки.

Для компрессора звука может быть использована алюминиевая или пластмассовая труба. Компрессор устанавливается или под

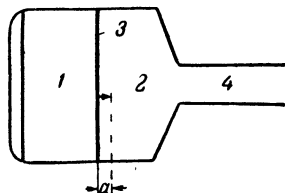


Рис. 60. Излучатель акустической системы «компрессор звука».

1 — электродинамическая система; 2 — камера давления; 3 — диффузор; 4 — труба.

дном ящика приемника, или внутри ящика. В последнем случае в боковых и задней стенках ящика против выходных отверстий трубы должны быть сделаны небольшие вырезы.

Глава пятая

СТЕРЕОФОНИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ

18. ПРИНЦИПЫ СТЕРЕОФОНИИ

Задача высококачественного воспроизведения музыкальных программ с помощью электроакустических устройств в конечном итоге сводится к тому, чтобы в максимальной степени приблизиться к характеру звучания в концертном зале. При восприятии музыки в концертном зале огромную роль имеет звуковая перспектива, создаваемая такими факторами, как ширина источника звука или угол его восприятия, пространственное разделение звучания отдельных инструментов оркестра, наконец, вся акустическая атмосфера, связанная с размерами помещения, свойствами его стен отражать и поглощать звуковые волны и т. п. От этих факторов, равно как и от ряда других, зависит общее эмоциональное воздействие музыки.

Выше уже указывалось, что стереоэффект основан на психофизиологических свойствах слухового аппарата человека — способности определять, под каким углом и на каком расстоянии находится источник звука. Способность локализации источника звука связана с тремя основными факторами, на которые наш мозг реагирует: фазой (длиной пути), уровнем и тембром звука.

Эти три фактора (источника информации) дают нам возможность «направленного слушания». Значение их в локализации источника звука неодинаково. Фазовые сдвиги определяют направленность на частотах от 300 до 800—1 000 *гц*. На более низких частотах расстояние между ушами (21 *см*) слишком мало по сравнению с длиной волны (больше 1,1 *м*). На более высоких частотах, где разность расстояний от обоих ушей до источника становится больше половины длины волны, картина смазывается из-за многозначности. Точность ориентации на основе фазовых сдвигов наиболее велика вблизи оси симметрии головы (до 3° при угле падения звука 30° и до 5° при угле падения звука до 60°).

Разность интенсивностей звука у обоих ушей дает возможность определить направление падения синусоидального звука на частотах выше 800 *гц* (на более низких частотах экранирующее действие головы слишком мало). С увеличением частоты эффект возрастает. Однако на основе различия в интенсивности можно получить лишь качественное представление о направлении, в котором расположен источник звука. На частотах ниже 5 000 *гц* угол воспринимается меньшим, а выше 5 000 *гц* — большим, чем в действительности.

Если же мы слушаем несинусоидальный звук, то эффект направленности создается благодаря изменению тембра звучания. Экранирующее действие головы проявляется сильнее на более высоких частотах, в результате чего удаленное ухо воспринимает более глухое звучание. Это также вызывает качественное представление о боковом сдвиге источника звука.

По различной окраске тембра звучания человек способен определять удаленность источника звука. Вследствие быстрого затухания высших тонов тембр звука по мере удаления от источника становится все более глухим.

Системы объемного и псевдостереофонического воспроизведения звука позволили значительно повысить качество звучания. Однако их возможности оказались весьма ограничены, так как они одноканальные, т. е. информация от источника звука, воспринимаемая одним или несколькими микрофонами, передается по одному каналу (монофонически) к месту воспроизведения. Одноканальный метод передачи не дает возможности передавать те компоненты звучания, которые определяются расположением источников звука в помещении и свойствами самого помещения.

Очевидно, что построение электроакустического тракта, позволяющего естественно и достоверно передать музыкальные программы, может быть основано на двух различных принципах: можно стремиться к «переносу» слушателя в концертный зал или звукового поля концертного зала — к слушателю.

«Перенос» слушателя в концертный зал может быть реализован при помощи бинауральной системы звукопередачи, при которой от двух микрофонов, установленных в ушных раковинах модели человеческой головы, сигналы по отдельным каналам поступают к двум наушникам, причем от левого микрофона — к левому наушнику, от правого микрофона — к правому.

Бинауральная система наилучшим образом воссоздает оригинальную структуру звукового поля в концертном зале. При этом звучание не искажается из-за акустических свойств помещения, в котором находится слушатель, оно не зависит от положения слушателя и поворота его головы, допускает большой динамический диапазон, не нарушая покой окружающих. Однако бинауральная система звукопередачи не нашла практического распространения из-за неудобства в эксплуатации и ощущения отрешенности от окружающего мира, возникающего у человека с наушниками.

Второй путь получения естественно достоверного звучания может быть реализован в виде стереофонической системы звукопередачи. Идеальная стереофоническая система должна состоять из множества микрофонов, установленных перед источником звука, и множества громкоговорителей в помещении слушателя, расположенных в пространстве аналогично микрофонам, причем каждый микрофон соединяется с соответствующим громкоговорителем отдельным каналом. Необходимо также, чтобы акустические свойства обоих помещений — источника звука и слушателя — были одинаковыми.

Естественно, что идеальная стереофоническая система может рассматриваться лишь как предельная модель, и о практическом ее применении не может быть речи. Исследования показали, что при количестве каналов более 3—5 стереофонический эффект возрастает весьма незначительно. Поэтому в массовых звуковоспроизводящих устройствах для домашнего пользования можно ограничиться двумя каналами. От требования идентичности помещений источника звука и слушателя пришлось отказаться.

Несмотря на свой компромиссный характер, двухканальная стереофония представляет собой качественный скачок по сравнению с ранее применявшимися системами звуковоспроизведения, в том числе и псевдостереофонической. Она позволяет отчетливо различать от-

дельные инструменты и голоса отдельных исполнителей, распределенные в пространстве аналогично их расположению в оркестре или хоре. Звучание при этом теряет характерный искусственный оттенок, свойственный громкоговорителю даже в самых совершенных одноканальных устройствах, и отличается естественной «пластичностью». В отличие от бинауральной системы при двухканальной стереофонии эффект восприятия зависит от положения слушателя в помещении. Это побуждает слушателя в большей мере концентрировать свое внимание на музыке, воспринимать ее более «сознательно».

Необходимо подчеркнуть, что эффект локализации того или иного инструмента в оркестре или возможность следить за перемещениями источника звука — не самоцель в стереофонии. Стереофония позволяет получить несравненно лучшее по сравнению с монофоническими устройствами качество звучания музыкальных программ, даже в тех условиях, когда локализация источника звука недостаточно точная.

Для лучшей передачи акустической атмосферы, связанной с размерами и свойствами помещения источника звука, предлагается дополнить стереофонические методы так называемой «амбиофонией». Она заключается в том, чтобы на значительном удалении от источника звука устанавливать дополнительный микрофон, воспринимающий «информацию о помещении». Сигнал от дополнительного микрофона затем добавляется к сигналам от стереомикрофонов. Проведенные эксперименты позволяют надеяться, что при этом может быть достигнуто заметное улучшение качества звучания.

19. АКУСТИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ СТЕРЕОФОНИИ

С решением ряда физических и технических проблем связаны выбор и расстановка воспроизводящих акустических систем стереофонии. Здесь возможны различные варианты. Принципиально наиболее простой представляет собой «классический» вариант — два одинаковых широкополосных акустических агрегата, каждый из которых подключен к соответствующему каналу стереоусилителя и воспроизводит весь диапазон частот.

Такая система допускает как высококачественное стереофоническое звучание, так и полноценное монофоническое при помощи одного из агрегатов. Площадь зоны, в которой достигается стереоэффект, зависит от ширины базы воспроизведения (длина линии между акустическими агрегатами). Требуемая ширина базы зависит от размеров и конфигурации помещения, а также удаленности слушателей от базы. Для жилых комнат площадью 15—20 м² оптимальная ширина базы должна быть примерно от 1,5 до 3 м. При этом слушателям следует располагаться на расстоянии 2,25—4,5 м от линии, на которой находятся акустические агрегаты.

При базе менее 1,5—3 м локализация отдельных инструментов и голосов заметно уменьшается, однако звучание остается несравненно более выразительным, чем при монофоническом воспроизведении. В помещениях большего размера расстояние между широкополосными акустическими агрегатами следует увеличивать и устанавливать между ними два дополнительных громкоговорителя средних и высоких частот. При этом зона оптимальной локализации расширяется, однако несколько теряется «прозрачность» звучания.

Система с двумя широкополосными акустическими агрегатами сравнительно дорогая и громоздкая, так как для хорошего воспроизведения басов ящики, в которых установлены громкоговорители, должны иметь большие габариты. В связи с этим можно использовать упрощенный вариант акустической системы, при котором низшие звуковые частоты (до 300 гц) обоих стереоканалов воспроизводятся одним громкоговорителем.

Такого рода упрощение возможно благодаря тому, что ухо различает направленность звука лишь на частотах выше 300 гц и, следовательно, очень низкие частоты не имеет смысла воспроизводить двухканально. Хотя некоторые исследователи не согласны с этим утверждением, однако локализация источника звука получается достаточной. Поэтому упрощенные акустические системы стереофонического воспроизведения нашли широкое применение. При этом наиболее предпочтителен вариант, когда общий низкочастотный громкоговоритель устанавливают в середине, а напряжения высших и средних частот (в том числе и гармоник басовых инструментов) поступают на отдельные для каждого канала боковые громкоговорители, установленные на соответствующем расстоянии друг от друга.

Для воспроизведения низших частот можно использовать акустическую систему монофонического радиоприемника, а для стереофонического воспроизведения высших и средних частот смонтировать по одному или несколько громкоговорителей в двух одинаковых ящиках. Значительно менее эффективен «неуравновешенный» вариант, когда акустика приемника используется для воспроизведения не только общих низших частот, но и высших и средних частот одного канала, а второй боковой системой служит ящик со средними и высокочастотными громкоговорителями для второго канала. Стереофонический эффект будет тем меньше, чем больше оба ящика будут отличаться друг от друга по своим размерам.

Частоту раздела в системах с общим низкочастотным громкоговорителем обычно выбирают в области 250—300 гц. Разделение спектра частот между низкочастотным и высокочастотными громкоговорителями, вообще говоря, проблема не новая. Но в отличие, например, от систем объемного звучания, где частота раздела лежит в области 1 500—3 000 гц и к переходному затуханию в области записи не предъявляют больших требований, в стереофонических устройствах спектр разделяют на более низкой частоте и весьма важно, чтобы в общем канале басов частоты выше 300 гц в достаточной степени ослаблялись во избежание уменьшения эффективной ширины базы воспроизведения.

Достаточное затухание в области записи дают фильтры (рис. 61). Из-за большой требуемой индуктивности обычно приходится применять дроссель L с сердечником. Диаметр провода для дросселя следует выбирать таким, чтобы потери мощности не превышали 10%. Сердечник должен быть достаточно большим, чтобы избежать захода в область насыщения кривой намагничивания сердечника и связанных с этим нелинейных искажений и сдвига частоты разделения.

При переходе на одноканальное воспроизведение дроссели замыкаются накоротко и на низкочастотный громкоговоритель поступает весь звуковой спектр от обоих каналов.

Следует иметь в виду, что, помимо снижения стоимости стереоустановки, разделение спектра частот позволяет также уменьшить

интермодуляционные искажения, возникающие в широкополосных громкоговорителях.

В иностранной технической литературе утверждают, что достаточно хорошее стереофоническое воспроизведение может быть получено практически в любом жилом помещении, если выполнять некоторые основные правила. Одно из них состоит в том, что оптимальное расстояние слушателя от линии соединения боковых громкоговорителей должно быть не менее расстояния между этими громкоговорителями.

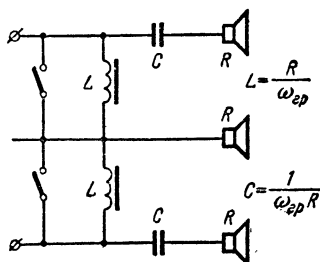


Рис. 61. Схема разделительных фильтров для подключения к стереоусилителю общего низкочастотного громкоговорителя и двух высокочастотных.

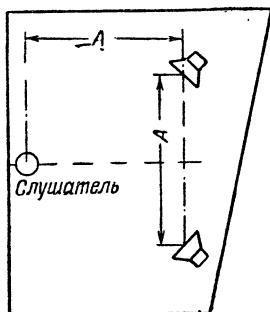


Рис. 62. Расположение высокочастотных громкоговорителей в комнате неправильной формы.

Правило состоит в том, что слушатель должен находиться на средней оси между обоими громкоговорителями, т. е. на одинаковом расстоянии от них. Естественно, в небольших помещениях эти расстояния малы. Этими правилами следует руководствоваться при расстановке громкоговорителей в помещениях любой формы. В частности, в комнате неправильной формы (рис. 62) громкоговоритель не устанавливают в отдаленном углу, а располагают так, чтобы расстояние от слушателя, находящегося на средней оси, до каждого из громкоговорителей было одинаковым. В свою очередь расстояние между громкоговорителями A выбрано таким, чтобы слушатель мог расположиться на таком же расстоянии A от линии их соединения.

Улучшение стереоэффекта в больших помещениях обусловлено тем, что по своим акустическим свойствам они ближе к концертным залам. Важное значение имеет громкость воспроизведения: чем она ближе к оригинальному уровню, тем больше эффект воспроизведения.

Необходимо также следить, чтобы между слушателями и громкоговорителями не находилась мебель или другие предметы, которые вызывают заметное ослабление высших звуковых частот и вследствие этого сужение эффективной базы воспроизведения.

Как видно из рис. 63, стереофоническое восприятие музыки при одном высокочастотном громкоговорителе в каждом канале имеет место лишь в пределах небольшой площадки, ограниченной двумя гиперболами, в фокусах которых расположены громкоговорители.

Благодаря отражениям от стен комнаты область стереоэффекта расширяется и становится достаточной для небольших помещений с малым количеством слушателей.

Значительного расширения области стереоэффекта можно добиться путем применения в каждом канале нескольких громкоговорителей средних и высших частот. В этом случае можно не выполнять требование, чтобы слушатель находился на средней оси

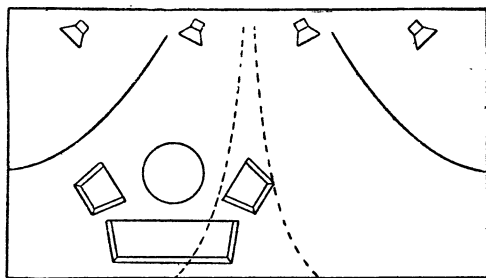


Рис. 63. Зоны оптимального стереоэффекта для помещения без отражений при одном (штриховые линии) и при двух (сплошные линии) высокочастотных громкоговорителях в каждом канале.

между громкоговорителями. Перемещение слушателя в пределах зоны стереоэффекта вызывает такое же изменение восприятия, как соответствующие его передвижения в концертном зале. При уходе за пределы этой зоны звук прослушивается преимущественно из правого или левого канала и стереофонический эффект пропадает.

Направление излучения громкоговорителей и распределение мощностей между ними следует выбирать экспериментально, чтобы получить наибольшую зону хорошего стереоэффекта при достаточной ширине базы. Путем небольшого изменения направления излучения громкоговорителей можно компенсировать асимметрию акустических свойств помещения и соответствующим образом сдвигать ось зоны стереоэффекта.

Правильность установки акустической системы и получаемый стереоэффект контролируются с помощью специальных стереофонических тестпластинок на слух или путем прослушивания оркестрового произведения. При этом необходимо проверить правильность подключения каналов (не перепутаны ли между собой левый и правый каналы), одинаковость уровней в каналах, границы зоны оптимального стереоэффекта. Все громкоговорители должны быть включены в фазе. Неправильное включение их ведет к «размытой» локализации отдельных инструментов. Фазировку громкоговорителей можно проверить с помощью батареи по направлению отклонения диффузора.

20. СТЕРЕОФОНИЧЕСКИЕ УСИЛИТЕЛИ НИЗКОЙ ЧАСТОТЫ

«Классическая» схема для воспроизведения низкочастотного стереофонического сигнала представляет собой два отдельных, но одинаковых усилителя, нагруженных на две одинаковые группы громкоговорителей (рис. 64). Выполнение такого устройства не связано с какими-либо принципиальными затруднениями, однако к обоим каналам предъявляются определенные, весьма жесткие, требования.

Об одном из этих требований — достаточном переходном затуха-

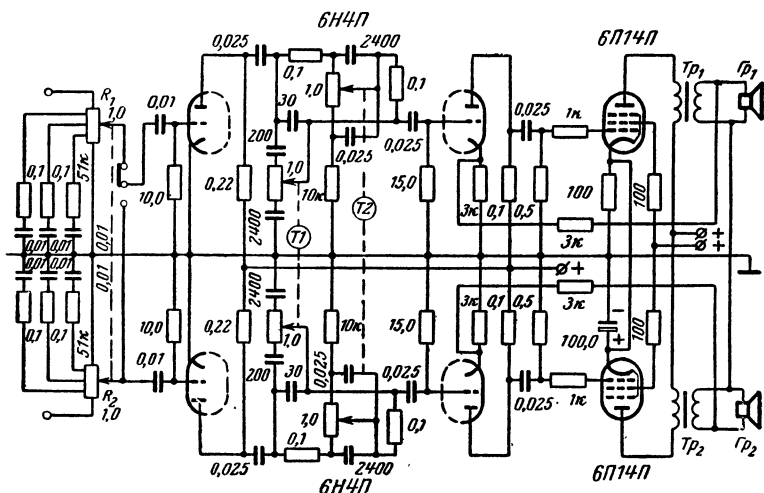


Рис. 64. «Классическая» схема низкочастотного стереофонического тракта.

нии — уже шла речь выше. Чтобы получить достаточно большое общее переходное затухание по всему тракту стереофонической звукопередачи, переходное затухание между усилителями должно быть не менее 30 дБ во всем диапазоне частот. Это требование может быть выполнено без особых затруднений, особенно в области средних частот (500—5000 гц). На более низких частотах получаются хорошие результаты, если предусмотреть достаточную развязку обоих усилительных трактов по цепям питания.

Несколько труднее добиться большого переходного затухания на высоких звуковых частотах. В случае применения комбинированных ламп следует применять ламповые системы, смонтированные в одном корпусе, в одном и том же канале. В схеме на рис. 67 в каскадах предварительного усиления работают двойные триоды 6Н4П, в которых для уменьшения емкостной связи между триодами имеется экран. На переходное затухание на высоких звуковых частотах значительное влияние оказывает монтаж. Провода с напряжением звуковых частот разных каналов не должны прокладываться парал-

тельно; в крайнем случае их необходимо экранировать. Монтаж должен быть выполнен так, чтобы элементы схемы с относительно большими напряжениями одного канала не оказались вблизи сеточных цепей другого.

Ряд других требований к низкочастотному стереофоническому тракту относится к идентичности обоих каналов по усилению, частотным и фазовым характеристикам.

Если источник звука расположен на средней линии между микрофонами, то сигналы в обоих каналах имеют одинаковую интенсивность. Чтобы слушатель правильно воспринимал расположение источника в середине, должно быть одинаковое излучение обоих громкоговорителей. При разности усиления в обоих каналах более 3 дБ будет получаться кажущееся смещение источника звука, а пространственная картина звучания будет искажена. В связи с этим путем подбора ламп, элементов схемы, отрицательных обратных связей нужно добиться одинакового усиления в обоих каналах. Поскольку, однако, в подавляющем большинстве стереофонических усилителей предусматриваются специальные регуляторы «баланса» (см. ниже), требование к идентичности усиления в каналах может быть не особенно жестким.

Для стереоусилителей разработаны специальные двоиные потенциометры с общей осью. Однако при обычной логарифмической кривой регулировки (зависимости снимаемого напряжения от угла поворота) технологически затруднительно получить достаточное совпадение кривых регулировки обоих потенциометров. Поэтому используют потенциометры с линейной кривой изменения сопротивления, которые возможно изготовить со значительно меньшими разбросами (не более 10—20 %).

В связи с тем, что ухо реагирует не на абсолютный прирост силы раздражения, а на логарифм этого прироста, линейные регуляторы громкости в эксплуатации неудобны. Однако логарифмическую кривую регулировки громкости можно получить и с линейным потенциометром, если к трем отводам, равномерно распределенным вдоль подковки резистора переменного сопротивления (R_1 и R_2 на рис. 64), подключить постоянные сопротивления. При этом кривая сопротивления внутри каждого участка подковки между двумя отводами остается линейной, но отношение сопротивлений этих участков приобретает логарифмический характер. Для тонкомпенсации последовательно с сопротивлениями включены конденсаторы. Все элементы следует выбирать с минимальными допусками.

Весьма важно требование идентичности частотных и фазовых характеристик обоих каналов. Нарушение этого требования также приводит к кажущимся смещениям и «скачкам» источника звука, которые, однако, не могут быть устранены при помощи частотно-независимого регулятора баланса. Особенно заметны эти неприятные эффекты становятся при очень большой ширине базы воспроизведения.

Разность между частотными характеристиками усилителей не должна превышать 2—3 дБ, а между фазовыми 15—20°. Это требование, вообще говоря, сравнительно нетрудно удовлетворить, выбирая элементы схемы, влияющие на частотную и фазовую характеристики, с малыми допусками ($\pm 2 \div 5\%$). Так как стереоэффект определяется прежде всего верхней частью звукового спектра, это требование особенно важно соблюдать в области средних и высших

Задача несколько усложняется, если в стереофонических усилителях предусматривается плавная регулировка тембра. При этом необходимо также иметь в виду, что слишком глубокий завал верхних частот может привести к уменьшению стереоэффекта. Часто от плавной регулировки тембра отказываются и ограничиваются ступенчатыми переключателями (клангрегистр).

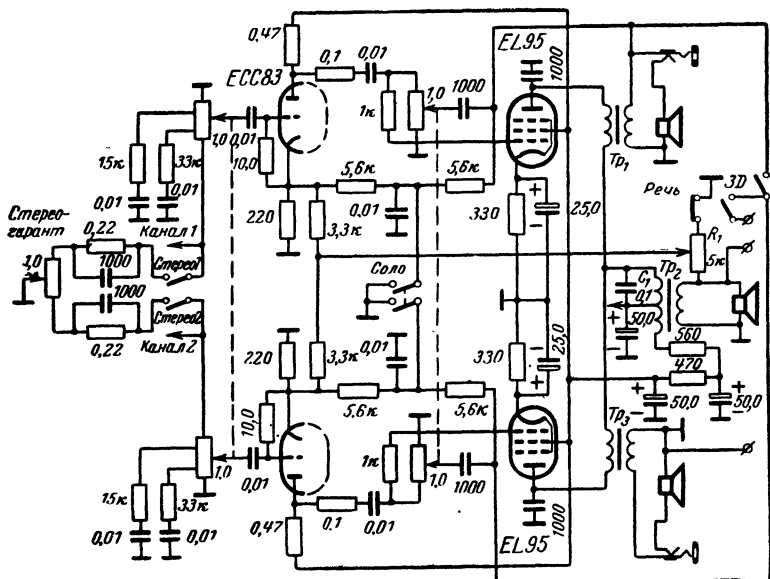


Рис. 65. Схема стереоусилителя низкой частоты с общим каналом басов.

При конструировании стереофонического усилителя необходимо также выбрать способ коммутации для перехода со стереофонического режима на монофонический. В большинстве случаев и при монофоническом воспроизведении используют оба оконечных каскада либо в двухтактном режиме, либо в параллельном включении. Иногда параллельно включают входы обоих усилителей, что приводит, однако, к нежелательному уменьшению входного сопротивления.

В схеме на рис. 65 разделение полосы частот и сложение басов обоих каналов происходит в анодной цепи оконечных ламп при помощи выходных трансформаторов. Благодаря отдельному трансформатору низших частот Tr_2 исключается возможность появления интермодуляционных искажений в трансформаторах и упрощается

их конструкция. Граничная частота для обоих высокочастотных трансформаторов Tr_1 и Tr_2 , равно как и для низкочастотного трансформатора с подключенным к нему конденсатором C_1 , — около 300 гц. На частотах от 500 гц до 10 кГц переходное затухание в усилителе не меньше 30 дб.

По низшим частотам тембр регулируется одним потенциометром R_1 путем изменения глубины отрицательной обратной связи с выходного трансформатора Tr_1 на лампы предварительного усиления. Высокочастотный регулятор тембра выполнен в виде сдвоенного потенциометра.

При нажатии клавиши 3D оба канала работают в параллельном включении и подключается дополнительный громкоговоритель облучаемого звучания.

Авторы схемы утверждают, что она обеспечивает заметный стереоэффект в приемнике настольного типа при расстоянии между высокочастотными громкоговорителями 50—60 см. В то же время предусмотрена возможность расширения базы воспроизведения и значительного повышения стереофоничности звучания путем подключения вынесенных громкоговорителей средних и высших частот. При неполном введении штекеров в гнезда одновременно включены и вынесенные и встроенные громкоговорители; при полностью вставленных штекерах внутренние громкоговорители отключаются.

На входе усилителя при нажатии клавиши «Сtereo» включается балансный регулятор, позволяющий изменять уровни в каналах для получения оптимального стереофонического звучания.

Регуляторы баланса имеют важное значение для получения стереофонического эффекта и применяются в подавляющем большинстве стереоустройств. Они служат для «уравновешивания» и симметрирования звучания обоих каналов.

Особо важное значение имеют регуляторы баланса в случае несимметричных акустических систем (например, в системе приемник — вынесенный высокочастотный громкоговоритель), а также при асимметрии акустических свойств помещения, обусловленной отражательной способностью стен, расстановкой мебели, расположением слушателей. Во всех этих случаях регуляторы баланса позволяют путем изменения усиления в каналах сдвигать акустическую ось зоны оптимального стереоэффекта так, чтобы она проходила через точку прослушивания.

Схемная реализация регулятора баланса может быть различной и предусматривает регулировку усиления в одном или обоих каналах, во всем диапазоне частот или только на средних и высших частотах в цепи отрицательной обратной связи. Регулировка может осуществляться, вообще говоря, в различных точках схемы. Однако включать регулятор баланса в сеточную цепь первой лампы усилителя нежелательно, так как из-за возможных наводок фона сети дистанционная регулировка исключается. Между тем дистанционная регулировка баланса с места прослушивания очень удобна, особенно в тех случаях, когда ее приходится часто повторять (при смене грампластинок, регулировке громкости, тембра и т. п.). Кроме того, при таком включении регулятора могут получаться нежелательные изменения частотной характеристики и обусловленные этим искажения стереоэффекта вследствие значительных изменений входного сопротивления усилителя (при большом внутреннем сопротивлении источника звукового напряжения).

Значительно проще и надежнее регулировать баланс в цепи частотно-независимой отрицательной обратной связи (рис. 66). Кас-

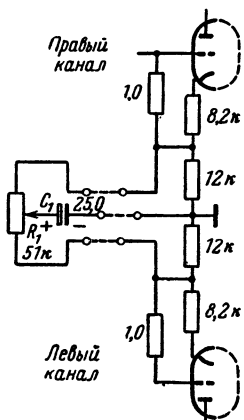


Рис. 66. Схема включения дистанционного регулятора баланса.

кады предварительного усиления с отрицательной обратной связью по току включены между входом стереозвукоснимателя и регуляторами громкости. Назначение этих каскадов заключается в том, чтобы поднять напряжения с выхода звукоснимателя до уровня напряжений, получаемых в детекторах при радиоприеме. В этой низкоомной цепи регулировка баланса может без затруднений выполняться дистанционно. Пульт дистанционной регулировки, содержащий потенциометр R_1 и электролитический конденсатор C_1 , подключается параллельно части сопротивлений отрицательной обратной связи. В зависимости от положения регулятора конденсатор полностью или частично шунтирует любое из этих сопротивлений, что приводит к изменению усиления в каналах. Некоторая неидентичность каналов, возникающая вследствие разной глубины отрицательной связи при крайних положениях регулятора баланса, на слух незаметна.

Для эффективной регулировки баланса достаточно изменять усиление в пределах ± 6 дБ.

21. СТЕРЕОФОНИЧЕСКОЕ РАДИОВЕЩАНИЕ

Внедрение в практику низкочастотной стереофонии и выпуск стереофонических устройств убедительно доказал, что стереофония не трюк, а серьезное научно-техническое достижение, завоевавшее всеобщее признание. Естественно, это способствует проведению интенсивных исследований и в области стереофонического радиовещания. Следует отметить, что наиболее дорогостоящая часть аппаратуры, необходимой радиослушателю для приема стереофонических программ, — это двухканальные УНЧ и акустические агрегаты, и в этом смысле низкочастотная стереофония как бы подготовила материальную базу для внедрения стереофонического радиовещания.

Исследования в области стереофонического радиовещания начались еще в 20-х гг. Первые опытные радиовещательные передачи происходили с помощью двух отдельных передатчиков и двух приемников. При этом один из передатчиков модулировался левым звуковым каналом (звуковая информация, воспринятая левым микрофоном), а другой — правым звуковым каналом. Соответственно этому должны были располагаться в комнате приемные устройства.

Хотя эта простейшая система стереофонического радиовещания с двумя совершенно отдельными трактами, от микрофона до громкоговорителя, применяется иногда по сей день для проведения исследований, бесперспективность ее достаточно очевидна. Помимо того, что она требует двойных затрат как на передающей, так и на

приемной стороне, а также двойной емкости канала связи, эта система несовместима с имеющимися в эксплуатации обычными одноканальными приемниками. Совместимой может быть такая система стереовещания, при которой получается возможность полноценного приема стереофонических радиовещательных передач на обычный приемник (разумеется, в монофоническом звучании), а стереоприемник в состоянии принимать обычные одноканальные передачи. Естественно, что прием одного передатчика и воспроизведение только левого или только правого звукового канала дают «неуравновешенное», низкокачественное звучание. Наконец, в подобного рода двухканальной системе могут быть искажения стереозффекта из-за неидентичности оконечной аппаратуры, характеристик антенн и каналов связи.

На протяжении последних лет проблемы высокочастотной стереофонии находятся в центре внимания радиоспециалистов многих стран. К настоящему времени разработано и предложено около 25 методов стереофонического радиовещания, основанные на передаче всего стереосигнала на одной несущей частоте. Подавляющее большинство этих методов предполагает использовать для стереофонии диапазона УКВ, так как лишь на этом диапазоне можно передавать достаточно высококачественные программы.

Каждый из предложенных методов удовлетворяет в той или иной степени следующим основным требованиям:

1. Стереосистема должна быть совместимой.

2. Требуемая емкость канала связи (в частности, ширина спектра сигнала) не должна быть значительно большей, чем при моносигнале

3. Отношение сигнал/шум и радиус действия передатчика не должны быть значительно меньше, чем в случае излучения монопрограммы. При приеме стереопрограммы на моноприемник не должно быть ухудшения по сравнению с приемом монопрограммы.

4. Должно обеспечиваться хорошее разделение каналов на приемной стороне (достаточно большое переходное затухание между каналами).

5. Стоимость стереофонических приемников и затраты на оснащение имеющихся в эксплуатации моноприемников стереоприставкой должны быть минимальными.

6. Излучение стереопрограммы не должно создавать помех для других радиослужб.

Одним из первых и наиболее известных методов стереофонического радиовещания был метод Кросби. В США и некоторых странах Западной Европы стереофоническое радиовещание ведется по видоизмененной системе с пилот-сигналом, разработанной фирмами «Дженерал электрик» — «Зенит» *

В СССР разработана система стереофонического радиовещания с полярной модуляцией.

* Читателям, желающим подробно ознакомиться с методами стереофонического радиовещания, а также со стереофонической звукозаписью, рекомендуем прочитать книги: Р. Бессон, Все о стереофонии, Госэнергоиздат, 1963; Д. И. Гаклин, Л. М. Кононович, В. Г. Корольков, Стереофоническое радиовещание и звукозапись, Госэнергоиздат, 1962 (Прим. ред.).

В системе с полярной модуляцией предварительно происходит амплитудная модуляция поднесущей частоты 31,25 кГц. Полярно модулированное напряжение образуется путем сложения верхних полупериодов напряжения поднесущей частоты, модулированных одним из двух низкочастотных канальных сигналов, например А, и нижних полупериодов поднесущей частоты, модулированных вторым (В) сигналом. Как и в системе с пилот-сигналом, звуковая область (30 гц — 15 кГц) занята спектром суммарного сигнала А+В, а надзвуковая область — спектром разностного сигнала А-В. Суммар-

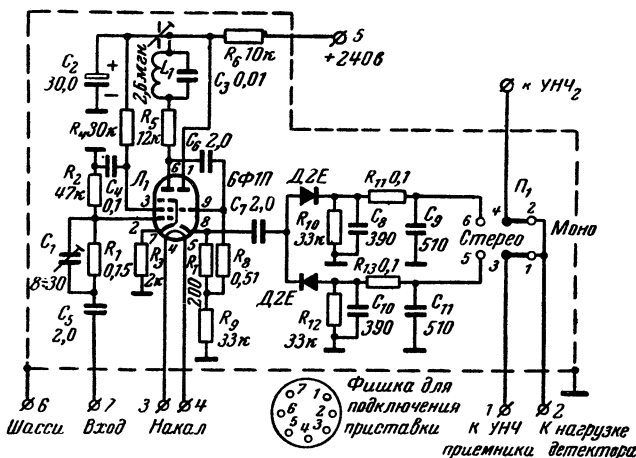


Рис. 67. Схема приставки для приема стереофонических радиовещательных программ по методу полярной модуляции с частично подавленной поднесущей частотой.

ный сигнал А+В несет полноценную монофоническую информацию, благодаря чему система с полярной модуляцией удовлетворяет требованию совместимости.

Полярно модулированным напряжением поднесущей частоты осуществляется частотная модуляция напряжения несущей частоты. В первоначально предложенном варианте без подавления поднесущей частоты 50% девиации частоты несущей приходилось на долю поднесущей частоты, в связи с чем при приеме на моноприемник получалось ухудшение отношения сигнал/шум на 6 дБ. В модифицированной системе с полярной модуляцией поднесущая частично подавляется на 14 дБ. При этом на ее долю приходится лишь 20% девиации, и отношение сигнал/шум в случае приема на моноприемник ухудшается лишь на 2 дБ; одновременно частичное подавление поднесущей позволяет улучшить некоторые характеристики стереоприема.

Для выделения исходных низкочастотных сигналов, как и в других системах стереорадиовещания, между ЧМ детектором и УНЧ

радиоприемника включают приставку (декодер). Для системы с полярной модуляцией разработаны две принципиально различные схемы приставки — с полярным детектором и с суммарно-разностным преобразованием.

Схема приставки с полярным детектором для модифицированной системы с полярной модуляцией приведена на рис. 67. На выходе ЧМ детектора образуется полярно-модулированное напряжение поднесущей частоты, которое поступает на вход декодера. Для улучшения характеристик последующего полярного детектирования это напряжение предварительно усиливается в пентодном каскаде. В анодную цепь пентода включен резонансный контур для восстановления требуемого уровня частично подавленной в передатчике поднесущей частоты. С выхода катодного повторителя, служащего для согласования усилителя с полярным детектором, напряжение поступает на две диодные цепи. Диоды включены в противоположной полярности, благодаря чему они и разделяют каналы.

В случае стереофонического воспроизведения принимаемой программы (переключатель P_1 в положении «стерео») выход одного амплитудного детектора подключается ко входу УНЧ приемника, а выход второго детектора — ко входу дополнительного УНЧ с акустической системой. В случае монофонического воспроизведения принимаемой программы (как стереофонической, так и монофонической) переключатель P_1 устанавливают в положение «моно», и на оба УНЧ поступает один и тот же сигнал с цепочки деэμφазиса (коррекции предсказаний) на выходе детектора ЧМ колебаний.

Чтобы избежать заметного увеличения переходных искажений между каналами, к резонансному контуру, восстанавливающему поднесущую, предъявляют жесткие требования в отношении точности и стабильности частоты настройки и добротности.

Для удобства подключения декодера к обычному приемнику на задней стенке его следует прикрепить семиштырьковую ламповую панельку, лепестки которой распаивают к соответствующим точкам схемы.

В варианте с суммарно-разностным преобразованием амплитудному детектированию подвергается не весь стереосигнал, а лишь разностная его составляющая, для чего используется обычный (однополярный) АМ детектор. Эта схема уступает полярному детектору как по простоте, так и по качеству воспроизведения.

Правда, во избежание заметных искажений при моноприеме в полярном детекторе необходимо предусмотреть переключатель «стерео» — «моно». Хотя в схеме суммарно-разностного преобразования принципиальной необходимости в таком переключателе нет, обычно его все же устанавливают. Дело в том, что во всех предложенных системах стереорадиовещания с поднесущей частотой высшая частота спектра модулирующего сигнала (в системе с полярной модуляцией — 46,25 кГц) значительно больше, чем при монофоническом вещании (15 кГц), что приводит при частотной модуляции несущей частоты к ухудшению отношения сигнал/шум на 15—20 дБ. Поэтому нецелесообразно осуществлять моноприем в положении «стерео», когда обрабатывается и верхняя часть спектра сигнала на выходе детектора ЧМ колебаний с повышенным уровнем шумов. Следует оговорить, что при стереофоническом восприятии звука происходит эффект маскировки шумов, так что в этом случае итоговый проигрыш в отношении сигнал/шум составляет 5—10 дБ.

Основное преимущество системы с полярной модуляцией заключается в простоте и дешевизне декодера с полярным детектором, а также в большом переходном затухании между каналами (40 дБ). Система с полярной модуляцией разработана применительно к принятому в Советском Союзе стандарту максимальной девиации частоты ± 50 кГц и не связана с заметным увеличением ширины спектра сигнала.

Разработка и внедрение систем стереофонического радиовещания позволяют одновременно решить и проблему двухпрограммного, в частности двухречевого, вещания. Задача двухречевого вещания, т. е. передачи одной и той же программы на двух языках, особенно актуальна для нашей многонациональной страны.

К системам двухречевого радиовещания также предъявляется требование совместимости. Разумеется, при этом нет необходимости в образовании суммарного сигнала А+В, а достаточно модулировать напряжение несущей частоты сигналом А (один язык) и напряжение поднесущей частоты — сигналом В (другой язык). Благодаря этому удастся сравнительно легко удовлетворить и повышенным требованиям по переходному затуханию (порядка 50 дБ), предъявляемым к двухречевым передачам.

22. ПРИЕМ СТЕРЕОФОНИЧЕСКИХ РАДИОПЕРЕДАЧ

Для приема стереофонических программ, помимо двухканального низкочастотного тракта, требуется, как уже отмечалось, декодирующее устройство, подключаемое к выходу частотного детектора и позволяющее восстановить первоначальные («левую» и «правую») составляющие стереосигнала. В предыдущем параграфе приведена схема полярного детектора для разделения каналов в принятой в СССР системе стереофонического радиовещания.

Однако введением двухканального УНЧ и декодера не исчерпывается решение проблемы приема стереофонических радиопередач. Это особенно важно иметь в виду, когда речь идет о модернизации огромного парка имеющихся в эксплуатации моноустройств для обеспечения возможности приема стереопрограмм. И дело не только в тех трудностях, с которыми связано построение второго низкочастотного тракта, идентичного по своим характеристикам имеющимся в моноприемниках УНЧ и акустической системе. Качество стереофонического радиоприема в большой мере зависит также от характеристик высокочастотных каскадов приемника, включая частотный детектор.

Повышенные требования, предъявляемые к высокочастотным каскадам приемника для высококачественного стереофонического приема, обусловлены особенностями стереосигнала: пониженным отношением сигнал/шум, широким спектром модулирующего сигнала и достаточно полным разделением каналов.

Как уже отмечалось, при излучении стереосигнала уменьшается отношение сигнал/шум на 15—20 дБ по сравнению с моносигналом, а с учетом маскирующего эффекта при стереовоспроизведении общий проигрыш составляет 5—10 дБ. Для компенсации этого проигрыша желательно, чтобы входной каскад УКВ работал в режиме согласования по шумам. Поэтому следует применять каскодную схему с малым уровнем шумов и эффективные приемные антенны. В частности, замена встроенного УКВ диполя на комнатную антен-

ну, равно как и переход от комнатной антенны на наружную, позволяют увеличить отношение сигнал/шум до 15—20 дБ.

Необходимо также отметить, что к заметным искажениям стереофонического звучания могут привести отраженные волны от окружающих зданий, предметов и т. п. Хотя требования по подавлению отраженных волн здесь не столь жестки, как в телевидении, весьма желательно применять приемные антенны с повышенной направленностью действия.

Особенно большое внимание должно быть уделено тракту УПЧ — детектор отношений. Достаточная ширина полосы пропускания, симметричность и высокая стабильность амплитудно-частотной характеристики УПЧ, линейность фазовой характеристики, повышенная избирательность — таковы лишь некоторые из предъявляемых требований.

Если при монофоническом радиовещании на УКВ диапазоне передается полоса звуковых частот до 15 кГц, то высшая модулирующая частота при стереовещании составляет 47 кГц. В связи с этим спектр стереосигнала оказывается более широким, чем у моносигнала, и соответственно требуется более широкая полоса пропускания УПЧ. Критерием для выбора минимально допустимой ширины полосы пропускания УПЧ может служить коэффициент нелинейных искажений на выходе детектора отношений. Оказалось, что вполне приемлемая начальная (при малых уровнях сигнала, до начала ограничения) ширина полосы пропускания в 120 кГц. Эта величина принята и для высококачественных монофонических приемников.

При этом, однако, предполагается, что рабочая ширина полосы значительно больше благодаря демпфирующему действию ламп в режиме ограничения. Дело в том, что ухудшение отношения сигнал/шум при стереофоническом радиовещании эквивалентно снижению помехоустойчивости приемника как по отношению к помехам в полосе пропускания, так и по отношению к мешающему действию соседних станций. Действие этих помех проявляется, в частности, в виде паразитной амплитудной модуляции ЧМ сигнала. Если еще учесть, что паразитная АМ возникает и при ограничении ширины спектра ЧМ сигнала, то станет понятным значение, которое придается эффективному амплитудному ограничению в УПЧ стереофонического приемника. Ограничение должно начинаться уже при малых уровнях сигнала, для чего начальное усиление УПЧ должно быть велико.

Как видно из схемы на рис. 68, в тракте усиления промежуточной частоты имеется дополнительный по сравнению с моноприемником того же класса пентодный каскад, дающий требуемое усиление и повышенную избирательность по соседнему каналу. Повышенная избирательность по соседнему каналу необходима из-за большей подверженности стереосигнала мешающему действию соседних станций. В сеточные цепи всех ламп УПЧ включены RC-звенья, дающие эффективное ограничение за счет сеточных токов. Путем подачи напряжений сеточного смещения и отрицательного напряжения с электролитического конденсатора детектора отношений на пентодную сетку предшествующей лампы предотвращается переограничение и улучшается подавление паразитной АМ. Учитывая, что высшая модулирующая частота составляет 47 кГц, постоянные времени RC-цепочек должны быть порядка 3 мксек. Благодаря малой по-

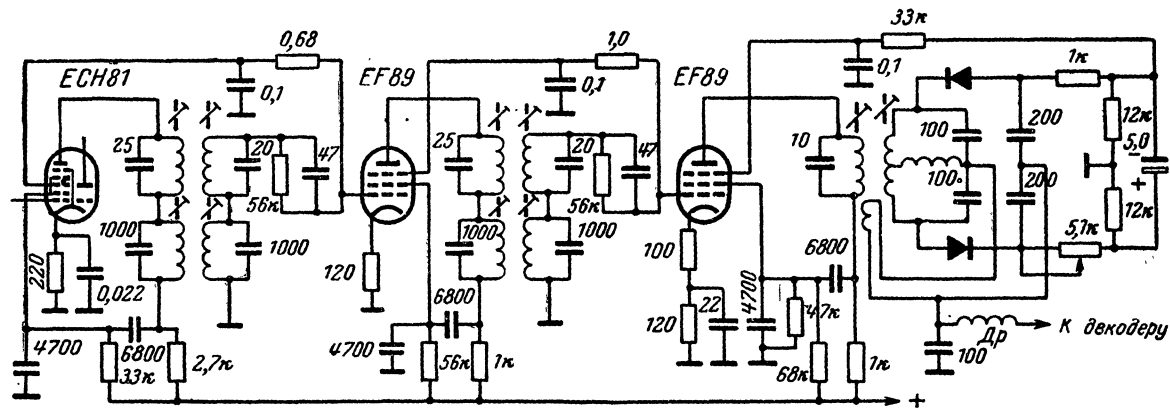


Рис. 68. Тракт УПЧ стереофонического приемника.

стоянной времени цепей ограничения также эффективно подавляются импульсные помехи с крутыми фронтами. Это особенно важно в связи с тем, что спектр этих помех простирается в область высоких частот, где подавляющие свойства детектора отношений ухудшаются. Достаточно большое сопротивление (56 ком) в RC -цепочке предотвращает чрезмерно большое демпфирование контура входной цепи лампы.

Повышенные требования к линейности фазовой характеристики УПЧ предъявляют в связи с тем, что фазовые искажения приводят к уменьшению переходного затухания между каналами, а также к нелинейным искажениям звукового напряжения. Наиболее благоприятные результаты с точки зрения линейности фазовой характеристики получаются при одnogорбой колоколообразной форме резонансной кривой УПЧ. Именно форма резонансной кривой служит критерием оптимальной настройки УПЧ. При этом безразлично, каким путем получена колоколообразная характеристика. В частности, в одном из фильтров связь между контурами может быть больше критической, а возникающие при этом фазовые искажения компенсируются в другом фильтре со связью меньше критической.

Крайне важно, однако, получить высокую стабильность формы резонансной кривой. Для этого необходимо, прежде всего, исключить возможность расстройки контуров, вызываемой изменением входной емкости ламп в режиме ограничения. Изменение динамической входной емкости особенно велико в начале режима ограничения. Обычно изменение емкости на 2 пф приводит к уходу частоты настройки сеточного контура на величину, большую полосы пропускания УПЧ. В итоге резонансная кривая УПЧ резко деформируется, возникают переходные и нелинейные искажения, дополнительная паразитная АМ.

Влияние изменений динамической входной емкости на настройку контуров может быть эффективно компенсировано путем введения отрицательной обратной связи по току в катодные цепи ламп, работающих в режиме ограничения (рис. 71). Разумеется, для этой схемы нужны лампы, в которых пентодная сетка, экранирующая сетка и катод имеют раздельные выводы. Отрицательная обратная связь способствует также повышению стабильности каскада. Падение усиления, получающееся при этом как на УКВ диапазоне, так и на диапазонах КВ, СВ и ДВ, может быть частично скомпенсировано путем уменьшения емкостей контуров.

Для лампы $EF89$ стабильное значение динамической входной емкости получается при катодном резисторе отрицательной обратной связи сопротивлением 120 ом . При катодном резисторе сопротивлением в 100 ом может получиться изменение емкости до $0,1\text{ пф}$. Вследствие этого могут наблюдаться незначительные искажения резонансной кривой УПЧ, но зато усиление в этом каскаде увеличится.

Повышенным требованиям должен удовлетворять и частотный детектор стереофонического радиоприемника. Чтобы паразитная АМ эффективно подавлялась при малых уровнях сигнала, всегда применяют детектор отношений. Естественно, что настройка детектора на оптимальное подавление паразитной АМ в связи с этим осуществляется при малых уровнях входного сигнала. Жесткие требования предъявляют и к линейности, симметричности и стабильности S -кривой. Расстояние между горбами S -кривой должно быть не менее 400 кгц . Расстояние между горбами рекомендуется увеличивать пу-

тем уменьшения нагрузочных сопротивлений. Как всегда при расширении полосы пропускания, при этом уменьшается усиление. Особенно важно, чтобы нуль S-кривой совпадал со средней частотой резонансной характеристики УПЧ. Чтобы получить симметрию и добиться отсутствия искажений в тракте УПЧ, необходимо предусмотреть автоматическую подстройку частоты (см. гл. 6). Поэтому детектор отношений обычно выполняют по симметричной схеме. Необходимо учесть, что высшая «звуковая» частота стереосигнала на выходе детектора составляет 47 кГц. В связи с этим нужно добиться равномерной частотной характеристики в этом диапазоне путем соответствующего выбора постоянной времени детектора отношений (горядка 3 мксек). С учетом внутреннего сопротивления детектора около 3—5 ком, а также входной емкости декодера и соединительного кабеля в схеме на рис. 68 емкость выходного конденсатора выбрана в 100 пф. Дроссель *Dr* служит для подавления остаточного напряжения промежуточной частоты.

В заключение следует отметить, что повышенные требования, предъявляемые к тракту стереофонического радиоприемника, безусловно улучшают качество приема и моносигнала. Что касается возможности использования старых моноустройств для стереофонического радиоприемника, то, как видно из изложенного, добавлением декодера и второго низкочастотного тракта далеко не всегда удается успешно разрешить эту задачу.

В настоящее время технические проблемы стереофонического звуковоспроизведения и радиовещания решены еще не полностью, и исследования в этой области продолжаются.

Глава шестая

ЭКСПЛУАТАЦИОННЫЕ УДОБСТВА

23. СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОЙ ПОДСТРОЙКИ ЧАСТОТЫ

Значительный интерес в области конструирования радиовещательных приемников представляют устройства для автоматической подстройки частоты (АПЧ), автоматической настройки, регулирования тембра и дистанционного управления.

Точная настройка приемника на принимаемую станцию служит, как известно, предпосылкой высокого качества звучания. При неточной настройке возникают искажения, а также уменьшается слышимость сигнала или вообще прекращается прием. В современных приемниках искажения становятся весьма заметными уже при расстройке в ± 500 гц на диапазонах ДВ, СВ и КВ.

Вспомогательным средством для правильной настройки приемника на частоту принимаемого сигнала служит электронный индикатор настройки — лампа, которая во многих случаях, особенно при узкой полосе пропускания приемника, дает удовлетворительные результаты. Однако индикаторная лампа не противодействует смещению настройки вследствие нестабильности частоты гетеродина приемника или передатчика. Это явление, особенно заметное на КВ и УКВ диапазонах, устраняется лишь при помощи системы АПЧ.

Одновременно эта система облегчает и первоначальную настройку на станцию, которая может быть выполнена в этом случае довольно грубо.

Принцип работы системы АПЧ, основанный на управлении частотой гетеродина супергетеродинного приемника, поясняется блок-схемой на рис. 69. Если разность между частотами гетеродина приемника и сигнала $f_r - f_c$ не равна частоте настройки усилителя промежуточной частоты f_0 (частоте, соответствующей середине полосы пропускания), то система АПЧ так изменяет частоту гетеродина, чтобы разность $f_r - f_c$ приблизилась к частоте f_0 .

Система АПЧ состоит из двух основных частей: различителя и управителя. Различитель реагирует на несовпадение $f_r - f_c$ с частотой настройки УПЧ f_0 и создает напряжение, величина и знак

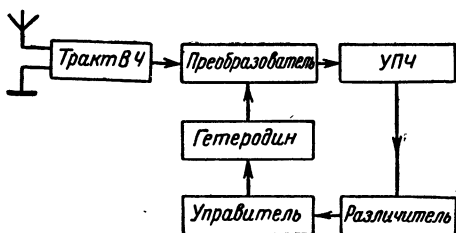


Рис. 69. Блок-схема системы АПЧ.

(фаза) которого пропорциональны величине и знаку этого несовпадения. При совпадении $f_r - f_c$ с f_0 выходное напряжение различителя равно нулю.

С выхода различителя напряжение поступает на управитель, непосредственно воздействующий на элементы настройки гетеродина и корректирующий частоту в сторону ее уменьшения или увеличения в зависимости от знака (фазы) напряжения автоподстройки.

В качестве различителя обычно применяют фазовый дискриминатор или детектор отношений, как уже используемые в приемнике для детектирования ЧМ сигнала, так и специально вводимые для АПЧ. В последнем случае целесообразно применять фазовый дискриминатор, так как чувствительность его выше, чем у детектора отношений.

В качестве управителя могут быть использованы различные устройства. В свое время весьма широко для этой цели применялась реактивная лампа, принцип работы которой хорошо известен и не нуждается в пояснениях. Ее подключали параллельно контуру гетеродина. В зависимости от управляющего напряжения и его знака на сетке лампы изменялась эквивалентная индуктивность (емкость) лампы, и благодаря этому изменялась частота настройки гетеродинного контура.

Эта схема дает вполне удовлетворительные результаты, однако она требует сравнительно больших затрат. Кроме того, в диапазоне УКВ, где реактивная лампа должна быть органически связана

с гетеродинным контуром, применение ее затрудняется по конструктивным соображениям.

В то же время в диапазоне УКВ особенно важно иметь эффективную систему автоматической подстройки частоты, позволяющую реализовать высокое качество УКВ вещания. Расстройка приемника по отношению к сигналу из-за малой чувствительности индикатор-

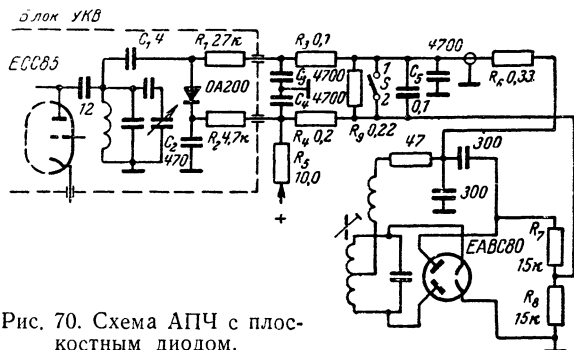


Рис. 70. Схема АПЧ с плоскостным диодом.

ной лампы, ухода частоты гетеродина при изменениях температуры и напряжения питания и т. п. может здесь составлять 50—100 кГц. Это вызывает появление нелинейных искажений и ухудшение подавления помех в виде паразитной АМ. Особую актуальность, как уже отмечалось, проблема точной настройки приобретает для стереофонических приемников, так как отсутствие АПЧ может привести также к значительному уменьшению переходного затухания между каналами.

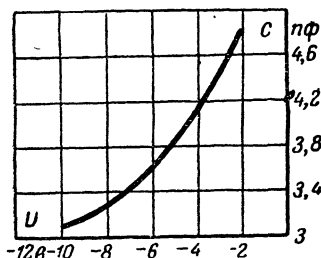


Рис. 71. Кривая зависимости емкости C запирающего слоя диода от приложенного напряжения U .

сти от приложенного напряжения, причем с увеличением запирающего напряжения емкость диода уменьшается. Это свойство и используется для автоматической подстройки частоты.

На рис. 70 приведена схема диодной АПЧ в УКВ диапазоне, а на рис. 71 показана характерная зависимость емкости диода от запирающего напряжения. При изменении напряжения от -2 до -10 в емкость меняется от 3 до 5 пФ. Кривая на рис. 64 относится к иност-

ранному плоскостному кремниевому диоду ОА200 с *n-p*-переходом, который обычно и применяется для АПЧ. Разброс по емкости у отдельных экземпляров диодов не имеет большого значения, так как они переключаются при первоначальной регулировке гетеродинного контура.

Помимо емкости, эквивалентная схема плоскостного кремниевого диода содержит также параллельное активное сопротивление, которое равно сотням мегом, и потому диод практически не вносит затухания в контур. Эквивалентное активное сопротивление уменьшается с увеличением частоты и ограничивает область применения диодов в качестве управителя системы АПЧ до частот в сотни мегагерц.

При столь большом сопротивлении запирающая мощность на регулировку диода практически не тратится и управляющее напряжение возможно подавать непосредственно с детектора отношений (рис. 70). Напряжение с электролитического конденсатора детектора отношений для этой цели не может быть использовано, поскольку оно не реагирует на направление расстройки. Управляющее напряжение снимается между низкочастотным выходом детектора (перед корректирующей цепочкой) и средней точкой сопротивлений нагрузки; оно изменяется в соответствии со знаком и величиной расстройки.

Благодаря большому сопротивлению диода в направлении запирающей цепочки фильтрации R_6C_5 , R_3C_3 и R_4C_4 переменных составляющих напряжения могут быть выбраны высокоомными. Резисторы R_1 , R_2 и конденсатор C_2 предотвращают излучение напряжения частоты гетеродина проводами цепи управляющего напряжения. Рабочую точку диода стремятся выбирать при небольших напряжениях запирающей на участке, где крутизна кривой изменения емкости наибольшая. Однако в данной схеме этот участок нельзя использовать, так как напряжение гетеродина и положительное управляющее напряжение, возникающее в случае расстройки в сторону более высокой частоты, могут в отдельные моменты вызвать отпирание диода и демпфирование гетеродинного контура. Поэтому с делителя $R_5R_4R_3$ на диод поступает начальное напряжение смещения около 5 в. Оно обеспечивает работу диода в режиме запирающей при любом знаке расстройки и предотвращает детектирование напряжения гетеродина.

Включенные последовательно с диодом конденсаторы C_1 и C_2 — разделительные, а C_1 — одновременно и конденсатор связи. Емкость его выбирают такой, чтобы внести в гетеродинный контур минимальную начальную емкость и в то же время получить достаточно большую крутизну изменения суммарной емкости контура в зависимости от управляющего напряжения.

Принцип АПЧ не допускает, чтобы подстройка происходила абсолютно точно на сигнал, ибо в этом случае отсутствовало бы управляющее напряжение расстройки. Автоподстройка происходит до тех пор, пока в системе не установится динамический баланс, соответствующий точке пересечения S-образной кривой дискриминатора и регулировочной кривой расстройки гетеродина (рис. 72). Действительно, если в точке Π частота гетеродина по каким-либо причинам возрастает, то управляющее напряжение дискриминатора и общее напряжение запирающей диода уменьшаются. В соответствии с графиком на рис. 71 емкость диода увеличится, а частота ге-

гетеродина уменьшится. Аналогичный процесс будет и в случае уменьшения частоты гетеродина, в результате система также возвратится в точку Π . Легко видеть, что при начальной расстройке гетеродина противоположного знака (Δf_r) существует симметричная точке Π точка динамического баланса.

Остаточная погрешность подстройки системы АПЧ зависит от крутизны S_d кривой дискриминатора (S -кривая) и крутизны S_r -кривой гетеродина. Она характеризуется коэффициентом подстройки $A = S_r S_d + 1$, показывающим, во сколько раз уменьшается первоначальная расстройка в результате действия системы АПЧ.

Крутизна кривой гетеродина S_r определяется следующим путем. Из графика на рис. 71 видно, что при изменении запирающего

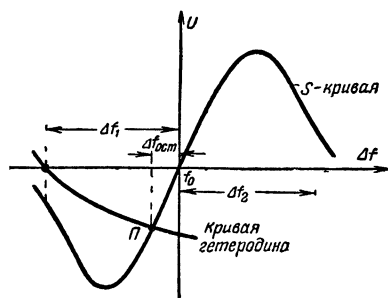


Рис. 72. Кривые, поясняющие процесс автоматической подстройки частоты.

напряжения на 1 в (в рабочей точке — 5 в) емкость диода изменяется на 0,26 пф. С учетом емкости $C_1 = 4$ пф (рис. 70) и начальной емкости диода 3,9 пф емкость гетеродинного контура изменяется на 0,13 пф/в. Полагая общую емкость гетеродинного контура УКВ диапазона равной 20 пф, получаем относительное изменение емкости контура на 6,5%, или относительное изменение частоты около 3%. При частоте гетеродина 80 Мгц крутизна ее регулировки составляет, следовательно, 240 кгц/в, т. е. 1 в управляющего напряжения

изменяет частоту гетеродина на 240 кгц.

Крутизна кривой дискриминатора S_d может быть принята для высокочувствительного приемника 0,06 в/кгц. Таким образом $A = 240 \cdot 0,06 + 1 = 15,4$. Например, при первоначальной настройке приемника на сигнал с ошибкой 100 кгц остаточная погрешность подстройки составит всего лишь 6,5 кгц.

Важной характеристикой системы АПЧ является максимальная ширина полосы, в которой еще происходит подстройка, так называемая область втягивания. Она зависит как от размаха и ширины S -кривой, так и от регулировочной характеристики диода. Область втягивания должна быть достаточно большой, чтобы получалась надежная работа АПЧ при расстройке приемника относительно принимаемого сигнала. В то же время ширина ее не должна быть больше расстояния между двумя соседними каналами, так как иначе мощная соседняя станция может «захватить» систему АПЧ и «увести» настройку приемника с более слабого принимаемого сигнала.

Для ограничения ширины области втягивания до $\pm (100 - 300)$ кгц применяются различные схемы. В схеме на рис. 70 для этой цели служит резистор R_9 , включенный параллельно управляющему напряжению. Естественно, что он не только ограничивает максимальную величину расстройки, которую система АПЧ еще в состоянии компенсировать, но и ухудшает крутизну регулировки и точ-

ность подстройки вообще. От этого недостатка свободны другие, более сложные схемы ограничения полосы АПЧ.

Во время перестройки с одной станции на другую система АПЧ продолжает поддерживать настройку на предыдущую станцию. Создаваемое при расстройке напряжение сдвигает частоту гетеродина, в результате чего продолжается прием последней и делается невозможным прием близкого соседнего сигнала. Этот процесс слежения длится до тех пор, пока не исключается возможность пересечения кривых, как показано на рис. 72.

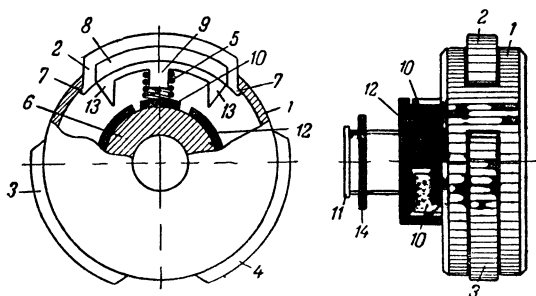


Рис. 73. Конструкция ручки настройки приемника для выключения АПЧ.

Ограничение полосы АПЧ одновременно уменьшает и нежелательное явление затягивания частоты гетеродина. Однако иногда предусматривают специальные контакты выключения системы АПЧ (контакты *S* на рис. 70), замыкающие подаваемое на диод управляющее напряжение. Так как контакты выключения АПЧ должны замыкаться только во время настройки приемника, конструктивно удобно выполнить их, как показано на рис. 73. Здесь в ручке настройки имеются три выреза, в которые вставлены сегментные секции 2, 3 и 4. Каждый из сегментов прикреплен к металлической полоске 9 с двумя контактными выступами 13. Положение сегментов фиксируется пружинами 5. При вращении ручки настройки достаточно легкого нажатия пальцев, чтобы выступы 13 замкнулись на контактный ободок 12. Так как токосъемные кольца 11 и 14 соединены с одной стороны с деталями 10 и 12, а с другой стороны — с контактами 1 и 2 схемы, то цепь управляющего напряжения оказывается отключенной. Надежность коммутации обеспечивается параллельным включением всех трех сегментов. После отпускания ручки настройки цепь размыкается под действием пружин 5.

От схемы АПЧ на плоскостных диодах с управляемой емкостью запирающего слоя следует отличать схемы на более доступных точечных полупроводниковых диодах с управляемым углом отсечки тока (рис. 74). Емкость запирающего слоя в точечном диоде изменяется мало, поэтому здесь используется зависимость сопротивления диода от протекающего через него постоянного тока. Диод и последовательно включенная с ним емкость (или индуктивность) подсое-

диняют параллельно колебательному контуру гетеродина. В зависимости от сопротивления диода конденсатор C_1 в большей или меньшей степени влияет на застройку контура.

Регулировка угла отсечки диода связана с затратой мощности, и детектор отношений не может быть использован непосредственно в качестве управителя. В схеме на рис. 74 режимом диода управляет двухтактный усилитель постоянного тока (лампа $ECN81$). Напряжение с детектора отношений поступает на триодную часть лампы,

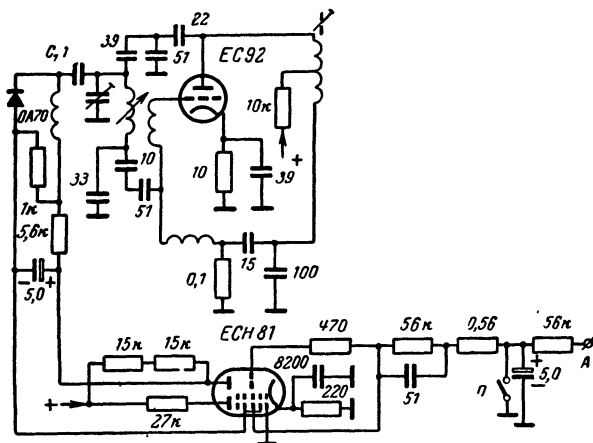


Рис. 74. Схема АПЧ на точечном диоде с двухтактным усилителем постоянного тока. Зажим А подключается к выходу детектора отношений.

в то время как другой триод, анодом которого служат экранирующие сетки пентодной части, возбуждается падением напряжения на резисторе в цепи катода.

Благодаря двухтактной схеме усилителя при отсутствии расстройки постоянный ток через диод не протекает. Это делает независимой частоту гетеродина от нагрева лампы усилителя и от ее старения, что особенно важно в усилителях постоянного тока. Наконец, двухтактная схема не реагирует на колебания анодного напряжения.

Система АПЧ может быть включена переключателем Π . Одновременно другая пара контактов, не показанная на схеме, подключает напряжение индикации, снимаемое с электролитического конденсатора, к электронно-оптическому индикатору настройки.

Во всех описанных системах АПЧ регулируется только частота гетеродина. При этом может оказаться, что входные контуры и контуры УВЧ не будут настроены на принимаемый сигнал, в результате чего ухудшатся параметры приемника.

Наиболее совершенная система автоподстройки — электронно-моторная, принцип работы которой основан на вращении ротора

блока конденсаторов переменной емкости (или перемещении сердечников блока вариометров) при помощи электродвигателя. Одно из преимуществ электронно-моторной АПЧ по сравнению с описанными системами заключается в возможности ее сочетания с системой автоматической настройки приемника. Кроме того, в этом случае подстраиваются не только контуры гетеродина, но и входные контуры, а также контуры УВЧ.

Несмотря на сравнительно высокую стоимость, эта система АПЧ, основные элементы которой одновременно используются и для авто-

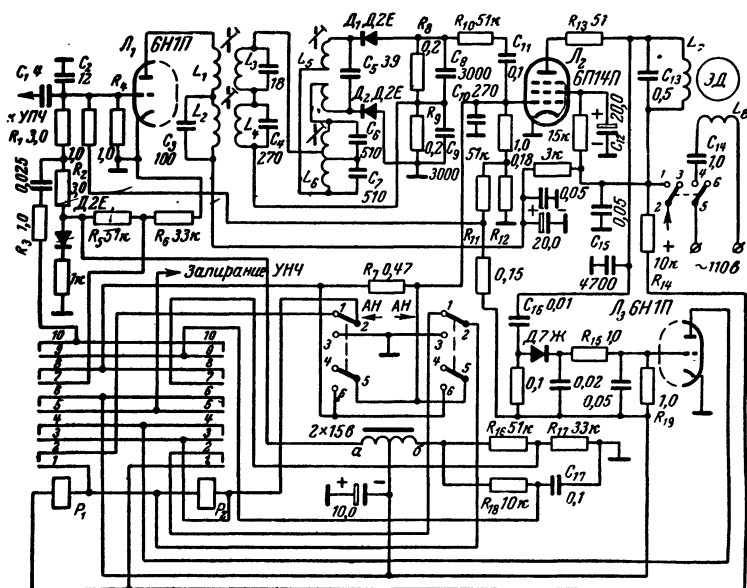


Рис. 75. Схема моторной системы АПЧ и автоматической настройки приемника.

матической настройки, нашла применение в ряде моделей радиоприемников отечественного и иностранного производства.

Один из вариантов схемы электронно-моторной АПЧ показан на рис. 75. С последнего каскада УПЧ на вход лампы \mathcal{L}_1 поступает напряжение промежуточной частоты. Чтобы не перегружать вторичный контур каскада, включенный в схему детектора, напряжение промежуточной частоты следует снимать с анодного контура.

Конденсаторы C_1 и C_2 образуют вместе с емкостью экранированного соединительного провода и входной емкостью лампы делитель напряжения. Емкость этих конденсаторов выбирают с таким расчетом, чтобы при достаточно малом уровне сигнала на входе приемника (например, превышающем в 3 раза чувствительность) получить на сетке лампы \mathcal{L}_1 напряжение 0,8—1,0 в, необходимое для нор-

мальной работы системы АПЧ. При меньшем напряжении на сетке лампы L_1 уменьшается точность подстройки или система АПЧ вообще перестает действовать. С другой стороны, при чрезмерно большой емкости конденсатора C_1 работа системы АПЧ сопровождается нежелательными явлениями во время приема мощных станций (см. ниже), а также возможна модуляция сигнала в последнем каскаде УПЧ напряжением 50 гц и вследствие этого появление фона на выходе приемника.

В лампе L_1 происходит сеточная модуляция промежуточной частоты напряжением с частотой 50 гц. Модулирующее напряжение снимается со специальной обмотки (2×15 в) трансформатора питания и подводится к сетке лампы через резистор R_1 . Напряжение модуляции, устанавливаемое резистором R_2 , выбирают порядка 1—1,3 в, чтобы при номинальном уровне сигнала получалась глубокая модуляция. Напряжение смещения — 6 в устанавливают подбором сопротивления резистора R_4 . Смысл модуляции напряжения промежуточной частоты напряжением 50 гц состоит в том, чтобы получить вместо постоянного напряжения переменное напряжение автоподстройки.

В сетевых радиоприемниках целесообразнее применять электродвигатели переменного тока, к которым значительную часть мощности можно подводить непосредственно от трансформатора питания. Рассматриваемая схема с модуляцией отличается также повышенной помехоустойчивостью по сравнению со схемой, в которой для автоподстройки используется постоянное напряжение.

Модулированное напряжение промежуточной частоты поступает на комбинированный АМ/ЧМ фильтр фазового дискриминатора. При работе в диапазоне ЧМ конденсаторы C_3 , C_4 , C_6 и C_7 представляют собой достаточно малое сопротивление на частоте 8,4 Мгц, а при работе в диапазонах АМ сигнал с частотой 465 кгц легко проходит через катушки L_1 , L_3 , L_5 . Емкость конденсатора C_5 входит также в общую емкость вторичного контура тракта АМ.

Сопротивления резисторов нагрузки дискриминатора R_8 и R_9 выбирают такими, чтобы получить максимальную крутизну ветвей двугорбой кривой. Для фильтрации высокочастотной составляющей напряжения служат, помимо конденсаторов C_8 и C_9 , цепочки $R_{10}C_{10}$ и $R_{13}C_{15}$.

Катушки дискриминатора выполнены на каркасах, подобных каркасам катушек тракта ПЧ радиолы «Латвия». Сердечники диаметром 2,8 и длиной 14 мм изготовлены из феррита Ф600 (для катушек АМ тракта) и Ф100 (для катушек ЧМ тракта). Катушки помещают в общий экран (расстояние между осями катушек и стенками экрана должно быть не менее 10 мм). Расстояние между осями катушек АМ тракта равно 17, а между осями катушек ЧМ тракта 16 мм.

Катушка L_1 индуктивностью 10,8 мкгн состоит из 29 витков провода ПЭЛ 0,12, катушка L_2 индуктивностью 100 мкгн — из 86 витков, катушка L_3 индуктивностью 8,5 мкгн — из 28 витков, катушка L_4 индуктивностью 315 мкгн — из 152 витков, катушка L_5 индуктивностью 8,2 мкгн — из $(4+4+4+3) \times 2$ витков и катушка L_6 индуктивностью 270 мкгн — из 74×2 витков провода ЛЭ $5 \times 0,06$. Катушки L_5 и L_6 наматывают двоярным проводом.

Модулированное напряжение детектируется фазовым дискриминатором, выполненным на полупроводниковых диодах Д2Е. Пере-

менное напряжение автоподстройки (частота 50 гц) характеризуется двугорбой кривой (S-кривая, нижняя ветвь которой заменена ее зеркальным изображением). В зависимости от знака расстройки переменное выходное напряжение дискриминатора частоты 50 гц определяется током того или иного диода, и соответственно его фаза может иметь одно из двух противоположных значений (0 или 180°).

С выхода дискриминатора напряжение подстройки поступает через разделительный конденсатор C_{11} на первую сетку лампы 6П14П, работающую усилителем мощности. Нагрузкой лампы служит обмотка асинхронного электродвигателя переменного тока с полым немагнитным ротором и конденсаторным пуском (ЭДП-1). Для лучшего согласования внутреннего сопротивления лампы с нагрузкой управляющую обмотку электродвигателя настраивают конденсатором C_{13} на частоту 50 гц. Благодаря этому устраняется влияние на электродвигатель гармоник частоты 50 гц и звуковых частот сигнала, выделяющихся на выходе детектора одновременно с напряжением автоподстройки.

Сетевая обмотка (L_3) электродвигателя присоединена через фазовращающий конденсатор C_{14} к отводу 110 в первичной обмотки трансформатора питания.

Полый алюминиевый ротор электродвигателя связан через передаточный механизм с верньерным устройством и системой настройки приемника. В зависимости от фазового сдвига (90° или 270°) между переменными токами частоты 50 гц управляющей и сетевой обмоток электродвигателя изменяется направление вращения его ротора. Направление вращения подбирают (меняя местами концы сетевой обмотки) так, чтобы система АПЧ всегда противодействовала расстройке и подстраивала приемник на принимаемый сигнал. В случае неправильной фазировки питания электродвигателя система настройки приемника «отталкивается» от станции.

Любопытное исключение из этого правила составляют станции, проходящие по зеркальному каналу, на которые неправильно сфазирурованная система АПЧ, естественно, реагирует и позволяет, таким образом, обнаружить ошибочную настройку гетеродина на зеркальный сигнал. В связи с этим следует упомянуть, что общая для всех диапазонов система АПЧ возможна лишь в приемниках, в которых частота гетеродина выбрана на разных диапазонах одинаково (или больше частоты сигнала, или меньше).

Остаточная погрешность подстройки соответствует динамическому равновесию момента вращения на валу электродвигателя и момента трения системы настройки с передаточным механизмом. Поэтому важно, с одной стороны, получить максимальную крутизну S-кривой дискриминатора и максимальное усиление лампы 6П14П, с другой стороны — тщательно выполнить механическую часть системы.

Большое значение для высокой точности подстройки на сигнал имеет пульсирующее поле, создающееся в электродвигателе благодаря тому, что на анод лампы 6П14П через управляющую обмотку поступает плохо отфильтрованное напряжение питания с первого электролитического конденсатора выпрямителя. Пульсирующее поле постоянно поддерживает полый ротор в состоянии вибрации, в результате чего преодолевается его инерция покоя. Эти вибрации очень незначительны и не замечаются радиослушателем. От них следует отличать «подергивания» всей системы настройки приемника (вклю-

чая и ручки настройки) при приеме мощных сигналов местных станций, которые иногда бывают вследствие воздействия на электродвигатель остаточного напряжения звуковых частот сигнала. Избавиться от них можно путем снижения уровня сигнала, подаваемого в тракт АПЧ. «Подергивания» системы настройки могут происходить и при слишком большой переменной составляющей напряжения анодного питания.

Описанная система обеспечивает остаточную погрешность подстройки не более 50—100 гц в диапазонах ДВ, СВ и КВ и 5—10 кГц в диапазоне УКВ. Ширина полосы втягивания такой системы АПЧ приблизительно равна ширине полосы пропускания приемника. Так как при моторной системе АПЧ имеется только один элемент настройки приемника — блок конденсаторов переменной емкости, то явление затягивания частоты гетеродина во время перестройки с одной станции на другую в ней исключается.

24. СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОЙ НАСТРОЙКИ РАДИОПРИЕМНИКА

Под автоматической настройкой (поиском станций) радиоприемника подразумевается управление элементами настройки и перемещение стрелки вдоль шкалы при помощи электромеханической системы, фиксирующей настройку приемника на каждый сигнал с достаточно большим уровнем.

Электромеханическая система автоматической настройки (АН) позволяет плавно перекрывать весь диапазон и настроиться на любую достаточно мощную станцию. В ней чаще всего применяют управляемый электродвигатель переменного или постоянного тока,

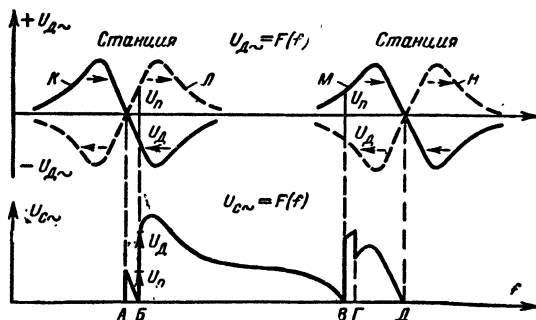


Рис. 76. Кривые, поясняющие процесс автоматической настройки (к рис. 75)

вращающий ротор блока конденсаторов переменной емкости или перемещающий сердечники системы вариометров. Преимущество АН заключается в том, что она освобождает радиослушателя от утомительного занятия — вращения ручки настройки — и позволяет легко осуществлять дистанционную настройку приемника. Она может быть совмещена со схемой автоматической подстройки частоты и, как правило, позволяет настраиваться бесшумно.

В современных сетевых радиоприемниках применяется преимущественно моторная система автоматической настройки в сочетании с АПЧ (рис. 75)

При кратковременном легком нажатии на одну из двух клавиш АН, например правую, размыкаются контакты 1, 2 и замыкаются контакты 3, 4. Через обмотку реле P_1 от плюса анодного напряжения на шасси протекает ток (15—20 ма). Реле срабатывает, и его контакты замыкаются. Через контакты 7, 8 на сетку лампы 6П14П поступает напряжение поиска с делителя R_5R_6 , и электродвигатель начинает перемещать стрелку шкалы вправо. Усиленное напряжение поиска, снимаемое с управляющей обмотки двигателя, выпрямляется диодом Д7Ж и отпирает лампу L_3 . До этого момента она была заперта отрицательным напряжением (—15 в), поступающим от общего выпрямителя напряжения смещения, выполненного на диоде Д2Е. Так как контакты 3, 4 замкнуты, через реле P_1 протекает ток блокировки (10 ма), который и удерживает его в притянутом состоянии во время поиска, даже тогда, когда клавиша АН уже отпущена. Контакты 1, 2 шунтируют (через замкнутые контакты 1, 2 левой клавиши АН) катушку реле P_2 , чем предотвращают срабатывание последнего от тока блокировки.

Бесшумность АН достигается путем запираания усилителя низкой частоты отрицательным напряжением, поступающим на его первую лампу через контакты 5, 6. С фазовращающей цепочки $R_{16}C_{17}$ через контакты 9, 10 на сетку лампы L_1 поступает модулирующее напряжение противоположной фазы.

Для пояснения процесса автоматической настройки на станцию обратимся к кривым, приведенным на рис. 76. Пусть до нажатия клавиши АН приемник был настроен на станцию (точка А). Кривая К — характеристика дискриминатора при разомкнутых контактах реле, которую можно наблюдать, изменяя настройку приемника в обе стороны от принимаемого сигнала¹. Фаза напряжения на выходе дискриминатора такова, что электродвигатель противодействует расстройке приемника (сплошные стрелки); она определяется фазой модулирующего напряжения, снимаемого в этом случае с точки а обмотки трансформатора питания.

Напряжение поиска (1,5—2 в), поступающее на сетку лампы 6П14П после нажатия клавиши АН, изображено в виде вектора U_p . Электродвигатель начинает вращать ротор блока переменных конденсаторов — возникает расстройка по отношению к сигналу станции А, вследствие чего на выходе дискриминатора появляется напряжение U_d , фаза которого противоположна фазе U_p . По мере возрастания расстройки напряжения U_p и U_d компенсируются, результирующее напряжение на сетке лампы 6П14П уменьшается и вращение ротора двигателя замедляется.

Так продолжается до тех пор, пока не замкнутся контакты 9, 10 и на лампу L_1 не поступит модулирующее напряжение противоположной фазы с точки б обмотки трансформатора питания; соот-

¹ Ради наглядности вместо характеристики дискриминатора по переменному напряжению здесь изображена S-кривая постоянного напряжения; при этом изменению знака постоянного напряжения S-кривой соответствует изменение фазы переменного напряжения автоподстройки частоты 50 гц.

ответственно изменится и фаза выходного напряжения дискриминатора (кривая $Л$). Теперь напряжение автоподстройки U_d складывается с U_n , и система настройки рывком уходит к принимаемой станции. Этот «ускоренный старт» имеет большое значение, облегчая переход с одной станции на другую. Особенно это важно при тесном расположении сигналов станций, когда нажатие на клавишу $АН$ должно быть возможно менее длительным, так как при нажатой клавише система настройки не останавливается под воздействием сигнала на входе приемника.

Контакты $9, 10$ должны замыкаться за время прохождения участка $АБ$. Если к моменту прихода в точку $Б$, где результирующее напряжение на сетке лампы 6П14П равно нулю, контакты $9, 10$ еще не замкнулись, то лампа $Л_3$ заперется, реле отпустит и поиск прекратится. В этом случае необходимо повторное нажатие на клавишу $АН$.

В случае «ускоренного старта» на сетку сначала воздействует суммарное напряжение U_d и U_n , а затем, по мере ухода от сигнала к соседней станции (точка $Д$), сигнал которой при данном знаке расстройки создает на выходе дискриминатора напряжение подстройки с фазой, противоположной фазе U_n (кривая $Н$), движение системы настройки замедляется. В точке $В$ напряжения U_d и U_n компенсируются, результирующее напряжение на сетке лампы 6П14П приближается к нулю, и лампа $Л_3$ запирается первоначальным смещением -15 в. Реле обесточивается, и контакты его размыкаются. При размыкании контактов $9, 10$ фаза модулирующего напряжения изменяется на первоначальную и выходное напряжение дискриминатора соответствует уже кривой $М$. Напряжения U_d и U_n складываются и продолжают перемещать стрелку шкалы в сторону станции $Д$. В точке $Г$ размыкаются контакты $7, 8$, напряжение поиска исчезает и система АПЧ точно подстраивает приемник на сигнал.

При желании настроиться на определенную станцию без промежуточных остановок необходимо сильнее (до упора) нажать на клавишу $АН$ и удерживать ее в таком положении до появления желаемой станции. Тогда контакты $5, 6$ замыкают накоротко резистор R_7 , выход дискриминатора шунтируется резистором R_6 , и благодаря возросшему на сетке лампы 6П14П напряжению поиска стрелка ускоренно перемещается вдоль шкалы.

Совершенно аналогично происходит автоматическая настройка при нажатии левой клавиши $АН$. В этом случае срабатывает реле P_2 , а реле P_1 замыкается накоротко. Напряжение поиска снимается с делителя $R_{16}R_{17}$, подключенного к концу $б$ обмотки трансформатора питания, и стрелка перемещается влево.

Напряжение смещения на управляющей сетке лампы 6П14П, равное -7 в, устанавливают делителем $R_{11}R_{12}$. Напряжение на аноде равно 240 в, на экранирующей сетке -250 в. Постоянная составляющая анодного тока лампы в режиме покоя равна 18 ма и несколько возрастает (на $1-2$ ма) в режиме поиска. Так как постоянная составляющая анодного тока протекает через обмотку электродвигателя, магнитная проницаемость его статора и, следовательно, частота настройки контура $C_{13}L_7$ в некоторой степени зависят от режима лампы. Конденсатор C_{12} (большой емкости) устраняет отрицательную обратную связь по экранирующей сетке на частоте 50 гц. Ток через сетевую обмотку электродвигателя L_8 составляет около 65 ма. Уве-

личение емкости конденсатора C_{14} несколько увеличивает момент вращения на валу двигателя, но в то же время резко увеличивается нагрев его обмотки, что недопустимо.

Применение электродвигателя с полым ротором продиктовано стремлением предельно уменьшить инерционность системы автоподстройки. Только для автоматической настройки (поиски станций) можно использовать маломощный электродвигатель и другого типа (от проигрывателя).

При слишком маленькой емкости конденсатора C_{16} может оказаться, что выпрямленное напряжение недостаточно для отпирания лампы L_3 и реле не будет блокироваться. Однако емкость конденсатора C_{16} не должна быть и очень большой, так как в этом случае выпрямленное напряжение фона, имеющегося на анодной нагрузке лампы 6П14П, не позволит запереть лампу L_3 , вследствие чего реле не будет отпускать при подходе к станции.

Для безупречной и четкой работы системы АН контакты реле должны коммутироваться в определенном порядке. В частности, контакты 9, 10, через которые подается модулирующее напряжение, должны замыкаться позже и размыкаться раньше контактов 7, 8, коммутирующих напряжение поиска. Если контакты 9, 10 замыкаются заметно раньше контактов 7, 8, то после срабатывания реле система настройки приемника «уходит» от станции в направлении предыдущей остаточной расстройки и лишь затем начинает перемещаться в заданном направлении поиска. Если эти направления не совпадают, то происходит фиксация настройки на исходной станции и «уйти» с настройки на нее оказывается возможным лишь при достаточном длительном нажатии на клавишу АН.

Если контакты 9, 10 размыкаются при подходе к станции позже контактов 7, 8, система настройки в соответствии с кривой H напряжения дискриминатора прекратит поиск, не доходя до настройки на станцию, и приемник окажется настроенным в стороне от сигнала. Необходимо также, чтобы контакты 3, 4 в анодной цепи лампы L_3 размыкались раньше контактов 1, 2, замыкающих катушку реле P_2 . В противном случае возможно, что при подходе к станции, когда реле P_1 уже отпущено, от тока блокировки сработает реле P_2 и система настройки начнет перемещаться в противоположную сторону.

Блокировочный резистор R_7 предотвращает шунтирование входа лампы 6П14П резисторами R_6 или R_{17} . Резистор R_7 образует с сеточными цепями лампы 6П14П (элементами дискриминатора и делителя напряжения смещения) делитель напряжения поиска. Чрезмерно большое сопротивление резистора R_7 ведет к снижению напряжения поиска, слишком маленькое — к уменьшению напряжения автоподстройки.

Резистором R_3 устанавливается величина модулирующего напряжения. Фазовращающая цепочка $R_{18}C_{17}$ сдвигает это напряжение на сетке лампы L_1 точно на 90° по отношению к напряжению сети.

В описанной схеме АН применены два реле РКМ-1 с соответствующими контактами (5 пар контактов, нормально разомкнутых) и катушкой, состоящей из 28 000 витков провода ПЭЛ 0,06. Активное сопротивление этой катушки равно 6 000 ом. Для увеличения надежности работы системы АН разность между токами блокировки и отпущения должна быть максимально возможной. При соблюдении

этого условия могут быть использованы реле с иными токами блокировки и отпускания.

Важное требование, предъявляемое к реле, — безынерционность его работы. У реле РКМ-1 время отпускания составляет 3—6 мсек. В случае, если время отпускания значительно больше, контакты реле могут разомкнуться уже после прохождения настройки на искомую станцию.

Кэффициент передачи с вала двигателя на ось верньерной системы равен 18. Передаточная зубчатая шестерня может сочленяться непосредственно с валом двигателя, на котором имеется 12 зубьев.

Налаживание и регулировку схемы автоматической подстройки и настройки начинают с проверки режимов ламп. Переменное напряжение (частоты 50 гц) на резисторах R_6 и R_{17} при разомкнутых контактах реле должно быть 6 в. Напряжение поиска на сетке лампы 6П14П должно быть 1,8 в, а при накоротко замкнутом резисторе R_7 оно должно повышаться до 4,5 в; соответственно на аноде лампы 6П14П переменное напряжение должно быть 120 и 160 в, а переменная составляющая анодного тока 22 и 30 ма. При этом пусковой момент на валу электродвигателя составляет около 60 г/см, что надежно обеспечивает перемещение системы настройки.

Время перемещения стрелки вдоль шкалы выбирается (путем изменения напряжения поиска) порядка 30 сек. Слишком медленное перемещение стрелки неудобно для слушателя, а при быстром ее движении уменьшается чувствительность системы АН, и она срабатывает только на самых мощных станциях.

Для настройки трансформаторов дискриминатора на вход лампы L_1 необходимо подать напряжение промежуточной частоты в 1 в. Настройка анодных контуров как АМ, так и ЧМ тракта ведется по максимуму переменного напряжения частоты 50 гц на резисторе R_9 . Это напряжение, измеренное ламповым вольтметром, должно составлять по АМ тракту 10—12 в и по ЧМ тракту 8—10 в.

Затем вольтметр подключают к выходу дискриминатора и настраивают (при вынутой лампе 6П14П) вторичные контуры на минимум двугорбой кривой переменного напряжения. Настраивать контуры на нуль S-кривой по постоянному напряжению нежелательно, поскольку в общем случае он не совпадает с минимумом двугорбой кривой. Вращая ручку настройки приемника в обе стороны, определяют напряжения на горбах, которое должно составлять не менее 5 в при приеме АМ сигналов и 4 в при приеме ЧМ сигналов.

Большое значение для нормальной работы дискриминатора имеет обратное сопротивление полупроводникового диода, которое зависит от приложенного к нему напряжения. При напряжении батареи смметра 3 в обратное сопротивление диода должно составлять не менее 1 Мом. Меньшее значение обратного сопротивления диода приводит к уменьшению крутизны S-кривой дискриминатора. Диоды должны быть одинаковыми, чтобы получить симметричность кривой напряжения автоподстройки. Поэтому целесообразно использовать вместо полупроводниковых диодов лампу 6Х2П (двойной диод), так как обратное сопротивление у ламповых диодов достаточно велико, а разбросы их параметров весьма незначительны.

Может случиться, что даже при самой тщательной регулировке диодного контура на выходе дискриминатора получается одnogорбая или резко несимметричная двугорбая кривая напряжения. Причиной

первого, вероятнее всего, может быть неисправность одного из полупроводниковых диодов. Причиной несимметричности кривой может быть и асимметрия между половинками диодной катушки. Однако наиболее вероятной и в то же время наиболее резко сказывающейся причиной несимметричности горбов напряжения автоподстройки может быть асимметрия резонансной кривой усилителя промежуточной частоты (несовпадения средней частоты последнего с частотой настройки фазовращающего трансформатора дискриминатора). Поэтому перед настройкой контуров схемы АПЧ необходимо тщательно выявить форму кривой усилителя промежуточной частоты. В случае,

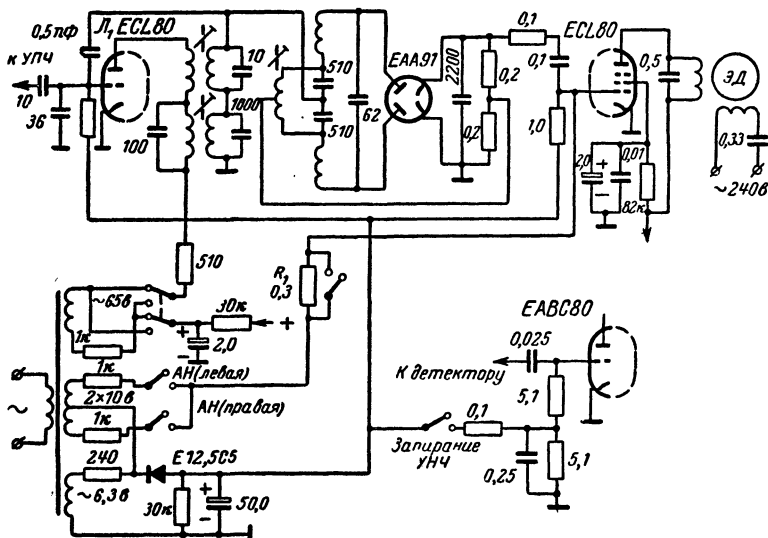


Рис. 77. Схема упрощенной моторной системы автоматической настройки приемника.

если контуры расстроены, необходимо их подстроить и затем определить частоту настройки усилителя как среднюю арифметическую между частотами расстройки на уровне полосы пропускания.

Включив после настройки контуров лампу 6П14П, надо проверить правильность фазировки напряжений. В случае, если система АПЧ удаляет от станции, необходимо изменить фазу модулирующего напряжения. Для этого резистор R_2 перепаявают к концу б, а резистор R_{18} к концу а обмотки трансформатора питания.

При проверке работы всей системы автоматической настройки определяют минимальную величину входного напряжения, обеспечивающую фиксацию приемника на сигнале при подходе к нему как справа, так и слева. В случае необходимости чувствительность системы АН может регулироваться подбором емкости конденсатора C_{16} , сопротивлений делителя $R_{15}R_{19}$, а также изменением анодного напряжения лампы L_3 (подбором сопротивления резистора R_{14}). За

оптимальную чувствительность системы АН можно принять величину 100 мкв с входа, если чувствительность приемника составляет 50 мкв. При приеме мощной местной станции может случиться, что в результате погладания на электродвигатель частот модуляции сигнала система настройки приемника будет колебаться вокруг принимаемой станции. Избавиться от этого явления можно путем уменьшения при помощи делителя C_2C_1 напряжения промежуточной частоты, подаваемой на модуляторную лампу.

По принципам своей работы описанную схему во многом напоминает упрощенная схема бесшумной автоматической настройки и подстройки, приведенная на рис. 71. Упрощение схемы выразилось в исключении реле блокировки. При этом клавиша АН должна быть нажата во все время поиска, а при приближении к очередной станции, о котором можно судить по замедлению хода стрелки шкалы или электронно-оптическому индикатору настройки, клавишу необходимо быстро отпустить.

На лампу L_1 поступает напряжение промежуточной частоты с последнего каскада комбинированного АМ/ЧМ тракта УПЧ. В ней происходит анодная модуляция сигнала напряжением сети с частотой 50 гц. Изменение вида модуляции не имеет принципиального значения. Модулированное напряжение промежуточной частоты детектируется дискриминатором, выполненным на двойном диоде.

Для автоматической настройки нужно слабо нажать левую или правую клавишу АН. С обмотки 2×10 в трансформатора питания на сетку лампы L_2 через контакты поиска поступает напряжение поиска соответствующей фазы. Одновременно замыкаются контакты запираания УНЧ и переключается фаза модулирующего напряжения с обмотки трансформатора ~ 65 в, благодаря чему облегчается уход с принимаемой станции.

С приближением к ближайшей станции на выходе дискриминатора увеличивается напряжение. Фаза которого противоположна фазе напряжения поиска (в соответствии с кривыми на рис. 76). Оба напряжения компенсируются, и вращение ротора электродвигателя замедляется или даже прекращается при достаточно большом уровне сигнала. Если теперь отпустить клавишу АН, то фаза модулирующего напряжения переключается на первоначальную, цепь напряжения поиска прерывается, контакты запираания УНЧ размыкаются.

Как и в предыдущей схеме, последовательность коммутации контактов клавиш АН должна быть определенной. Сначала должны замыкаться контакты запираания УНЧ, затем контакты поиска и в последнюю очередь контакты коммутации модулирующего напряжения. Порядок размыкания контактов — обратный.

При сильном нажатии одной из клавиш АН замыкается накопотно резистор $R_1 = 300$ ком, который в режиме поиска предотвращает шунтирование выхода дискриминатора, и стрелка ускоренно перемещается вдоль шкалы без замедлений и остановок.

Для того чтобы в нужный момент отпустить клавишу АН, необходимо следить за процессом настройки. От этого недостатка можно избавиться, если не запираать УНЧ, чтобы можно было на слух судить о приближении к станции.

25. ДИСТАНЦИОННОЕ УПРАВЛЕНИЕ РАДИОПРИЕМНИКОМ

К наибольшему комфорту в обслуживании радиоприемника относится возможность управления им на расстоянии. В то же время в ряде случаев система дистанционного управления (ДУ) необходима

(например, для больного в постели). Особое значение ДУ приобретает в связи с выпуском стереофонических устройств, в которых регулировать баланс между обоими каналами желательно с места, где находятся слушатели.

В современных радиоприемниках и телевизорах используются два вида дистанционного управления: 1) при помощи электрического кабеля (длиной 5—8 м) и 2) при помощи беспроводной системы.

Система ДУ с соединительным кабелем более проста и надежна, однако лежащий на полу кабель портит вид комнаты, а длина его ограничивает предельную дальность управления. От этих недостатков свободны беспроводные системы, основанные на использовании ультразвуковых колебаний, радиочастот и оптических методов. Од-

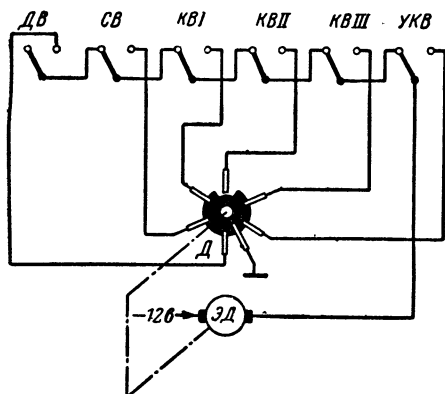


Рис. 78. Схема дистанционного переключения диапазонов.

нако такие системы очень сложны, и поэтому они не получили широкого распространения.

Дистанционно возможно: настраиваться на станции, переключать диапазоны, включать и выключать приемник, а также регулировать громкость и тембр его работы.

С кабелем наиболее просто настраиваться на станцию, если в приемнике имеется система АН. Для этого в пульте ДУ достаточно предусмотреть контактную систему, параллельную основной контактной системе АН в приемнике.

Для дистанционного переключения диапазонов необходимо ввести в приемник специальные элементы управления. В унифицированных отечественных приемниках с клавишным переключателем диапазонов возможно включать тот или иной диапазон при помощи соленоида. Но при этом количество соленоидов должно быть равно количеству диапазонов. Более выгодное и удобное решение этого вопроса состоит в использовании для этой цели электродвигателя, в связи с чем переключатель диапазонов конструктивно выполняют в виде барабана (типа ПТП в телевизорах). Такой вариант выбран в радиоприемнике «Фестиваль».

Аналогичная схема моторного переключения диапазонов изображена на рис. 78. Ротор электродвигателя ЭД (например, ЭДП-3)

через передаточный механизм соединен с осью барабана, на которую насажен контактный диск *Д*. При нажатии одной из клавиш переключателя диапазонов, например *КВ1*, замыкается цепь питания электродвигателя через свой контактный лепесток, контактный диск *Д* и лепесток, имеющий постоянный контакт с диском. Электродвигатель и барабан вращаются до тех пор, пока контактный лепесток не окажется против выреза в проводящей поверхности диска; тогда цепь питания электродвигателя прерывается и коммутация заканчивается. Контактные лепестки располагают равномерно вдоль окружности диска так, чтобы в момент, когда один из них останавливается против выреза, в схему включался соответствующий контактный ряд бара-

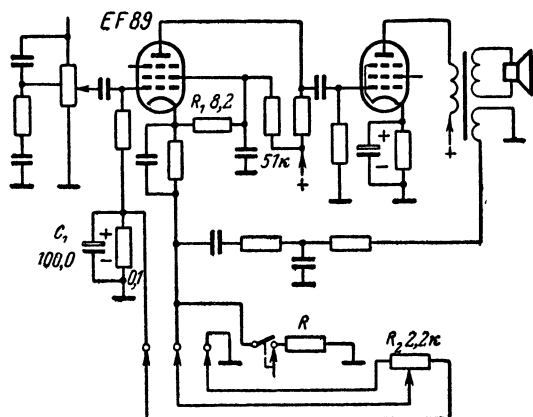


Рис. 79. Схема дистанционной регулировки громкости.

бана. При нажатии клавиши дистанционного управления цепь контактов местного клавишного механизма прерывается и переключение происходит с пульта ДУ.

Наиболее надежный способ дистанционной регулировки громкости основан также на вращении оси регулятора громкости при помощи электродвигателя, легко управляемого по кабелю. Единственный недостаток этого метода — большие затраты, в связи с чем предложен ряд схем дистанционной регулировки громкости более простым способом.

Непосредственное подключение кабеля ко входу УНЧ недопустимо, так как при высокоомном входе УНЧ напряжение фона, наводимого на провода дистанционного управления, будет очень велико, а необходимая в связи с этим экранировка проводов усложняет конструкцию кабеля и может привести к завалу высоких звуковых частот. Поэтому регулировку осуществляют в цепях постоянного напряжения.

К числу таких схем относится схема изменения напряжения экранирующей сетки последней лампы УПЧ. Она очень проста, но

имеет существенные недостатки. Пределы регулировки в ней малы, а при регулировке не сохраняется тонкомпенсация. Кроме того, поскольку последний каскад УПЧ в ЧМ тракте обычно работает в режиме ограничения, уровень помех оказывается зависимым от устанавливаемой громкости.

В случае использования в качестве первой лампы УНЧ пентода с удлиненной характеристикой регулировку возможно осуществлять путем изменения напряжения смещения этой лампы. Недостатки здесь те же: небольшие пределы регулировки из-за появления нелинейных искажений и отсутствие тонкомпенсации.

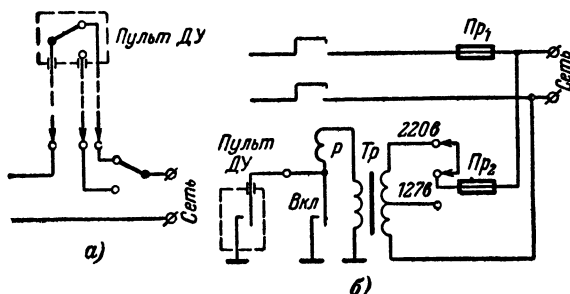


Рис. 80. Дистанционное включение и выключение питания приемника.

а — схема с непосредственной коммутацией; б — схема с реле.

Известны также схемы регулировки громкости по низкоомным цепям тракта низкой частоты, например между выходным трансформатором и громкоговорителями, или схемы с использованием катодного повторителя. В первом случае необходимо считаться с потерей полезной мощности, а во втором — со значительными затратами.

Большой интерес представляет простая и эффективная схема дистанционной регулировки громкости, показанная на рис. 79. Регулятор громкости R_2 включен в катодную цепь первой лампы УНЧ.

Схема допускает регулировку громкости в больших пределах (40—50 дБ) с сохранением тонкомпенсации благодаря действию трех факторов. К их числу относятся: во-первых, изменение отрицательного напряжения смещения лампы, пределы которого несколько расширяются благодаря добавочному току через резистор R_1 ; во-вторых, происходит изменение глубины частотно-зависимой отрицательной обратной связи, напряжение которой снимается со специальной обмотки выходного трансформатора (одновременно с уменьшением усиления каскада увеличивается и глубина отрицательной обратной связи); в-третьих, для дальнейшего расширения пределов регулировки используется отрицательная обратная связь по току, которая также увеличивается вместе с увеличением напряжения смещения, и в положении максимального смещения конденсатор C_1 совсем не блокирует сопротивление регулятора. При отключенном пульте дистанционного управления в цепь катода лампы включается резистор R

Недостаток этой схемы дистанционной регулировки громкости заключается во взаимной зависимости между положениями основного и дистанционного регуляторов громкости.

Дистанционное включение и выключение приемника может выполняться как с помощью реле, так и непосредственно. В последнем случае применяют схему, показанную на рис. 80, а, которая позволяет независимо включать и выключать напряжение питания (сети) из любого места (как с пульта, так и в самом приемнике). Недостаток такого рода схем коммутации состоит в наличии сетевого напряжения в кабеле и пульте, что не всегда желательно, так как ток по этим проводам протекает в течение всего времени работы прием-

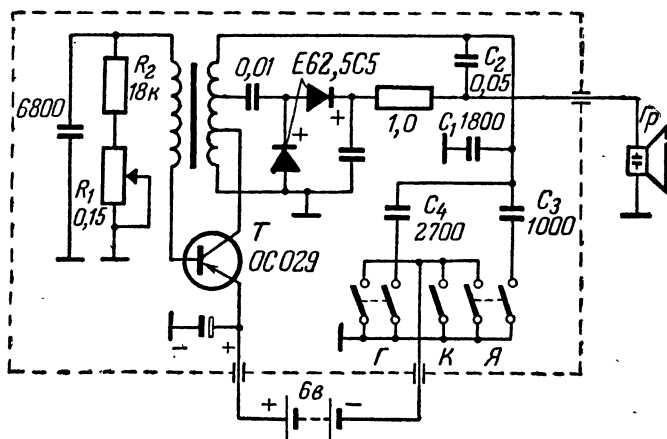


Рис. 81. Схема пульта беспроводной системы дистанционного управления.

ника, в связи с чем возрастает опасность наводки напряжения фона на провода регулировки громкости и тембра. Кроме того, для двухполюсного выключателя количество соединительных проводов кабеля удваивается.

От этих недостатков свободна схема с реле P , показанная на рис. 80, б. Трансформатор питания реле Tr постоянно включен в сеть. При нажатии клавиши $Вкл$ реле срабатывает и включает напряжение питания приемника. Сетевые контакты механическим путем (при помощи кулачка соответствующей формы) блокируются в замкнутом положении, а реле после отпускания клавиши обесточивается. При повторном нажатии клавиши и срабатывании реле механическая блокировка снимается и приемник включается. Чтобы предотвратить быстрое обгорание контактов реле, коммутация должна происходить очень быстро.

Дистанционной регулировке тембра обычно уделяется меньше внимания, поскольку она менее необходима. При этом обходятся без специальных элементов управления, а коммутируют непосредственно низкоомные выходные цепи приемника.

Выпускается также ряд моделей радиоприемников и телевизоров с беспроводным дистанционным управлением. На рис. 81

приводится схема беспроводного ДУ, разработанная одной из западногерманских фирм для телевизоров высшего класса. Она может быть использована, разумеется, и для управления радиоприемником

Пульт ДУ представляет собой генератор ультразвуковых колебаний, выполненный на транзисторе T . Частота колебаний устанавливается клавишами Γ (громкость), $Я$ (яркость) и K (переключатель каналов). При нажатии клавиши K в колебательный контур входят конденсатор C_1 и емкость электростатического ультразвукового громкоговорителя Γp , служащего для излучения генерируемых колебаний. Емкость громкоговорителя составляет примерно 500 нф и входит в контур через последовательный конденсатор C_2 . Последний предотвращает замыкание через контурную катушку постоянного напряжения 160 в , поступающего на громкоговоритель. Частота генерируемых колебаний равна в этом случае 28 кгц .

Постоянное напряжение смещения, превышающее пиковое значение полуволны переменного напряжения, необходимо подавать на электростатический громкоговоритель для того, чтобы избежать удвоения частоты в нем и получить максимальную акустическую мощность. Сила притяжения между обкладками конденсатора пропорциональна величине приложенного к нему напряжения и не зависит от полярности этого напряжения. Поэтому при отсутствии напряжения смещения период колебаний подвижного электрода электростатического громкоговорителя вдвое меньше периода приложенного напряжения; соответственно уменьшается и амплитуда его колебаний. Напряжение смещения получают здесь путем выпрямления генерируемого ультразвукового напряжения, снимаемого с части контура. Благодаря использованию схемы удвоения напряжения достигается требуемая величина 160 в .

При нажатии клавиши $Я$ (яркость) в контур дополнительно включается конденсатор C_3 , а при нажатии клавиши Γ подключается еще и конденсатор C_4 . Частоты генерируемых колебаний при этом составляют соответственно $23,5$ и 19 кгц .

Катушка обратной связи генератора включена через регулируемый резистор R_1 , который служит для установки рабочей точки транзистора. Резистор R_2 ограничивает пределы регулировки и предотвращает перегрузку транзистора.

Приемное устройство (рис. 82) расположено в телевизоре и состоит из микрофона, усилителя и элементов управления. С конденсаторного микрофона M , чувствительность которого должна быть достаточно высокой в ультразвуковом диапазоне, сигнал поступает на вход усилителя через тщательно экранированный кабель. В двухконтурных фильтрах первых двух каскадов связь выбрана выше критической, причем максимумы характеристики первого фильтра соответствуют частотам 21 и 25 кгц , а максимумы характеристики второго фильтра — частотам 19 и 28 кгц . При достаточно широкой полосе пропускания общий коэффициент усиления обоих каскадов составляет около 10^5 .

Разделение частот управления осуществляется на выходе усилителя с помощью трех последовательно включенных резонансных контуров. С низкоомных обмоток связи управляющие напряжения поступают на соответствующие выпрямители, питающие электродвигатели регулировки яркости и громкости, а также реле переключателя каналов.

Лампы первых двух каскадов включены по постоянному току последовательно, что позволяет уменьшить потребление тока от общего выпрямителя. В сеточную цепь оконечной лампы включена ограничительная цепочка, с которой снимается напряжение АРУ на первую лампу.

По аналогии с рассмотренной схемой могут быть построены и другие схемы для беспроводного дистанционного управления работой радиоприемника.

26. РЕГУЛИРОВКА ТЕМБРА И ХАРАКТЕРА ЗВУЧАНИЯ

Неотъемлемый элемент большинства радиоприемников — регулятор тембра. Известно, что звучание приемника, вполне удовлетворительное при одной прослушиваемой программе в данном помещении, может быть воспринято как неудовлетворительное при иной программе или в другом помещении. Например, при воспроизведении танцевальной музыки желательно подчеркивать басовые и ударные инструменты, задающие ритм. Частотная характеристика должна для

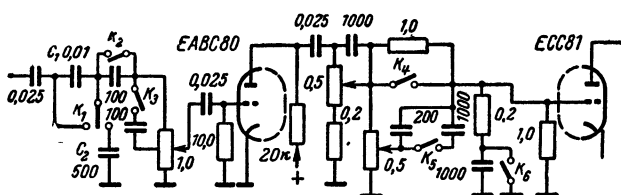


Рис. 83. Схема УНЧ с пятиклавишным переключателем и плавной регулировкой тембра.

этого иметь подъем на низших и высших частотах, в то время как средние частоты (2 000—5 000 гц) должны быть завалены, чтобы музыка звучала мягко, без металлического оттенка, вызываемого медными духовыми инструментами. Однако такая характеристика непригодна для высококачественного воспроизведения речи, основной спектр которой находится как раз в области средних частот, а подъем низших и высших частот придает речи неприятный тембр с гудением и присвистыванием. Подъем средних частот наряду с некоторым подъемом низших требуется и при воспроизведении сольного пения в сопровождении оркестра, так как основной спектр частот при этом находится в области 800—5 000 гц. Наконец, для воспроизведения оркестровой музыки желательна более прямолинейная частотная характеристика.

В более старых моделях приемников применялись ступенчатые переключатели тембра, которыми, как правило, «на ощупь» подбирался подходящий тембр звучания. Затем стали широко вводить плавные и раздельные по низшим и высшим звуковым частотам регуляторы, снабженные соответствующей индикацией.

Оказалось, однако, что многие радиослушатели не в состоянии правильно пользоваться этими регуляторами. В таких случаях ре-

гуляторы не только не приносят пользу, но даже могут способствовать искажению звучания.

Новые клавишные переключатели тембра, применяемые в радиоаппаратах последних лет, значительно облегчают их эксплуатацию и способствуют повышению качества звучания. Каждая клавиша снабжена соответствующей надписью («Бас», «Оркестр», «Речь» и т. п.). При нажатии какой-либо клавиши в УНЧ устанавливается частотная характеристика, оптимальная для данного типа программы. Для корректирования частотной характеристики в сравнительно небольших пределах в зависимости от акустических условий и индивидуального вкуса наряду с клавишными переключателями предусматривают еще и плавные регуляторы тембра.

Одна из возможных схем усилителя низкой частоты с клавишными переключателями и плавными регуляторами тембра приведена на рис. 83. При нажатии клавиши «Джаз» контакты K_1 замыкают

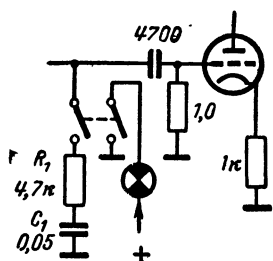


Рис. 84. Схема включения клавиши «Пиано».

накоротко конденсатор C_1 , контакты K_2 и K_3 замкнуты, а контакты K_4 и K_5 разомкнуты. Замыкание контактов K_1 и K_2 обеспечивает подъем басов, а замыкание контактов K_3 создает подъем верхних частот. В положении «Оркестр» контакты K_2 замкнуты, а контакты K_3, K_4 и K_5 разомкнуты. При нажатии клавиши «Соло» дальнейший завал верхних частот вызывается путем подключения конденсатора C_2 через контакты K_1 , а подъем средних частот получается путем замыкания контактов K_5 , в то время как контакты K_3 и K_4 остаются разомкнутыми, а контакты K_2 — замкнутыми. Наконец, в положении «Речь» контакты K_2, K_3 и K_5 разомкнуты, контакты K_4 замк-

нуты, а контакты K_1 находятся в нейтральном положении. Контакты K_6 (клавиша «Бас») при замыкании создают подъем басов.

В зависимости от характера воспроизводимой программы желательно подбирать не только частотную характеристику УНЧ, но и акустические свойства приемника. В частности, не во всех случаях дают оптимальные результаты системы объемного звучания 3Д и 4R. Например, при воспроизведении речи стирание точечного характера источника звука не соответствует оригинальной картине звучания. В связи с этим полезно предусмотреть переключатель (отдельный или сопряженный с клавишами), позволяющий коммутировать акустическую систему.

В одном из приемников с четырьмя громкоговорителями (два фронтальных — низкочастотный и среднечастотный и два боковых высокочастотных) для этой цели служат три клавиши. Одной из них включают среднечастотный и один высокочастотный громкоговорители через разделительный LC-фильтр, служащий для подавления низших частот. Получаемое при этом направленное излучение улучшает четкость воспроизведения речевых программ. Вторая клавиша, дополнительно включающая через разделительный фильтр низкочастотный громкоговоритель, позволяет получить для некоторых видов программ эффект, приближающийся к бинауральному.

Наконец, третья клавиша включает всю систему объемного звучания.

Весьма практична также клавиша «Пиано» («тихо»), устанавливаемая в некоторых моделях приемников для скачкообразной регулировки громкости (рис. 84). Здесь непосредственно с движка регулятора громкости на шасси включается шунтирующая цепочка R_1C_1 . Конденсатор C_1 обеспечивает физиологически правильный характер этой регулировки громкости. При повторном нажатии клавиши восстанавливается первоначальная громкость.

Клавишу «Пиано» удобно включать на время телефонного разговора или при аналогичных обстоятельствах.

ПРИЛОЖЕНИЕ
ТАБЛИЦА ВОЗМОЖНОЙ ЗАМЕНЫ
НЕКОТОРЫХ ЗАРУБЕЖНЫХ РАДИОЛАМП ОТЕЧЕСТВЕННЫМИ

Тип лампы	Аналог отечественной лампы	Возможная замена
EABC	6ГЗП	—
EBF80	—	6Б8С, 6З4П+6Х2П, 6К3+6Х6С
EC92	—	6С2П
ECC33	—	6Н1П, 6Н8С
ECC81	—	6Н2П, 6Н9С
ECC83	6Н4П	6Н4П, 6Н9П
ECC84	6Н14П	—
ECC85	6Н3П	—
ECF30	6Ф1П	—
EF80	—	6Ж5П, 6Ж6С, 6К4
EF89	—	6Ж5П, 6Ж6С, 6К4
ECN81	6И1П	—
EL41	—	6П1П, 6П6С
EL84	6П14П	—
EL86	—	6П18П
EL95	—	6П14П

Цена 35 коп.